

Universidade Federal de Minas Gerais
Escola de Engenharia
Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica

**CONVERSOR *BUCK/BOOST* A QUATRO CHAVES
COM MODO *BYPASS* EM MPPT APLICADO AO
CARREGAMENTO DE BATERIAS A PARTIR DE
PÁINEIS FOTOVOLTAICOS**

Dissertação de Mestrado
Linha de pesquisa: Eletrônica de Potência

José Osmane Lopes Júnior

Dissertação submetida ao Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da
Universidade Federal de Minas Gerais, como
requisito à obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Seleme Isaac Seleme Jr, PhD.

Co-orientador: Prof. Pedro Francisco Donoso-Garcia, Dr.

Belo Horizonte, Julho, 2013.

Dedicatória

Dedico este trabalho às pessoas que dizem “eu posso” quando todos dizem o contrário. A estas pessoas que “enfrentam” jornada dupla e, muitas vezes tripla, para alcançar os seus objetivos. Que sonham mas, não se contentam somente com o sonho e almejam o concreto. Que não herdaram fortuna dos seus pais mas, algo que dinheiro não compra: dignidade, honestidade e garra para conquistar os seus sonhos. A todas estas pessoas dedico esta dissertação na certeza de que elas também chegarão até aqui e, poderão ir além. Basta sonhar, querer e fazer.

Agradecimentos

Agradecimento Especial

Ao Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Jr, orientador desta dissertação, por toda colaboração, auxílio e confiança. Por toda força nos momentos de desânimo e angústia em que desacreditei da minha capacidade. Por sempre me dizer: “vai dar certo”, “vai dar tempo”. Por me ensinar que com muito trabalho, tudo é possível. Por me apoiar nos momentos de tomadas de decisões difíceis. Que, mesmo à distância, não duvidou do meu comprometimento e se fez presente em cada dúvida no decorrer deste processo. Por me conduzir de forma brilhante até o nosso objetivo final. Professor, muito obrigado por trilhar o caminho do conhecimento ao meu lado. Tenho orgulho de ser seu orientando e poder conviver com a sua sabedoria.

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. Pedro F. Donoso-Garcia, co-orientador desta dissertação, pela disponibilidade, paciência e colaboração nas dificuldades técnicas e teóricas. Obrigado por me aceitar como co-orientando, com desprendimento e sem reservas. Você me ensinou que sempre posso melhorar;

Ao Prof. Dr. Porfírio Cabaleiro que sempre me atendeu de forma cordial e imparcial. Sempre disponível para seus alunos. Obrigado pelo profissionalismo e compreensão. Nunca vou me esquecer das suas aulas fantásticas “perfeito”;

Aos meus colegas do GEP: Wanner, Thiago, Aécio, Ricardo e Vitor do PET, pela parceria, troca de conhecimentos e ideias. Vocês confirmam que “a união faz a força”;

Agradeço ao Programa de Pós-Graduação da Universidade Federal de Minas Gerais, pela oportunidade de estudar em uma instituição de excelência, promovendo assim, o meu crescimento acadêmico, profissional e pessoal;

Agradeço ainda, a todos os professores do grupo de Eletrônica de Potência, em especial, Severo e Lenin, pela contribuição significativa no meu aprendizado;

Ao Gerente do SENAI – Cetel, Enio de Oliveira, por abrir as portas da unidade aceitando a minha transferência, oportunizando assim, a convivência com seres humanos espetaculares;

Aos colegas e amigos do SENAI – Cetel, em especial, Jackson Douglas, Emanuell, Júlio (Tigrão) “um abraço do Tigrinho”, por tornarem a minha temporada em Belo Horizonte mais leve e amena. Meus amigos, quanta saudade...

Aos alunos do CETEL pela compreensão nos momentos impaciência e nervosismo.

Ao amigo e companheiro Gabriel Silva Ribeiro pela ajuda e conselhos nos momentos difíceis e “turbulentos”.

Ao amigo e colega Alex Sander (Mikey) que me recebeu tão bem, quando tive necessidade de ficar em BH nos curtos períodos.

A professora de inglês da Unimontes e IFNMG Ana Paula Ferreira, que prontamente me ajudou quando precisei.

Aos colegas da Escola Técnica, que me receberam de braços abertos quando retornei a Montes Claros. É bom saber que sempre posso contar com vocês;

Aos meus irmãos, Marcelo Pablo e Matheus Felipe, pelo companheirismo, apoio e incentivo. Exemplos de superação e conquistas;

À minha mãe, Maria Ilma Borges Lopes, pela ajuda e motivação. Muito obrigado por me ensinar que com fé em Deus, tudo posso;

Ao meu pai, José Osmane Lopes, que me ensinou ser guerreiro e batalhador. Muito obrigado por ser exemplo na minha vida;

À minha amada esposa, Fernanda Souza Brandão, por me acompanhar “nas minhas loucuras” sem questionar. Por me dar suporte durante um ano e suportar a minha ausência noutro. Pelo café nas longas e intermináveis madrugadas de estudos que passou ao meu lado. Pelo companheirismo nos momentos difíceis. Por estar ao meu lado e me amar de forma incondicional. Muito obrigado por ser o alicerce da minha vida;

E, por fim, o agradecimento mais importante: Deus pai todo poderoso, misericordioso. Muito obrigado por todas estas pessoas que, de alguma forma, me ajudaram direta ou indiretamente. Obrigado Deus, por me guiar e iluminar. Obrigado por colocar anjos na minha vida. Obrigado pela minha saúde. Obrigado por conhecer

e conviver com pessoas boníssimas. E, principalmente, por me conceder a dádiva de viver e poder realizar o meus sonhos.

Resumo

Este trabalho trata do estudo e desenvolvimento de um carregador de baterias de chumbo-ácido, baseado em um conversor *Buck-Boost* a quatro chaves com um circuito de *By-Pass*. A geração de energia é fotovoltaica e o sistema é conectado a uma *microgrid*. Dois são os aspectos principais da presente dissertação. Primeiro, utilizar a energia fotovoltaica com máxima eficiência do conversor e aproveitar a máxima potência disponível de irradiação solar. Segundo, garantir o carregamento rápido das baterias, respeitando o seu ciclo de carga indicado pelo fabricante e garantindo condições de carga mínima para prolongar a vida útil das mesmas. Para tanto, será feita uma revisão dos sistemas fotovoltaicos e técnicas de rastreamento de ponto máximo de potência no contexto de microrredes isoladas. A questão da eficiência e de dispor-se de ampla variação da faixa de tensão leva-nos a estudar e considerar a topologia do conversor *Buck-Boost* a quatro chaves. Visando a aplicação através de um protótipo comercialmente viável, é feito o estudo de sistemas microcontrolados e circuitos integrados dedicados para tipo de problema. As simulações do sistema projetado são realizadas como validação e como ferramenta de análise. Finalmente, é feita a implementação do sistema eletrônico para validação dos resultados e do estudo feito.

Palavras chaves: Conversor *Buck-Boost* a quatro chaves ou *By-Pass*, *Microgrid*, *MPPT (Maximum Power Point Tracking)*, Painele Fotovoltaico.

Abstract

This work deals with the study and development of a lead-acid battery charger, based on a Buck-Boost converter with four switches and a by-Pass circuit. The photovoltaic power generation system is connected to a microgrid. There are two main aspects of this dissertation. First, the photovoltaic systems with maximum efficiency of the converter, using the maximum power available from solar radiation. Second, ensure fast charging of the batteries, respecting their charge cycle as stated by the manufacturer and maintaining a residual minimum load in order to prolong the lifetime of the batteries. Therefore, a review will be made on photovoltaic systems and techniques for tracking the maximum power point in the context of isolated microgrids. The issue of efficiency and availability of a wide range in voltage, leads us to study and consider the topology of the Buck-Boost converter with four keys. Aiming at the development and application of a commercially attractive prototype, a study of microcontroller systems and integrated circuits, dedicated to this type of problem, is made. The simulations are performed as a tool for the system design and for its validation and analysis. Finally, the implementation of the electronic system is made to validate the study.

Keywords – Converter Buck-Boost four switches with By-Pass, Microgrids, MPPT (Maximum Power Point Tracking), Photovoltaic Panel.

Sumário

Resumo.....	06
Abstract.....	07
Lista de figuras.....	10
Lista de tabelas.....	13
Nomeclatura.....	14
Capítulo 1 - Introdução Geral	
1.1 Contextualização do Trabalho e Motivação.....	15
1.2 Objetivos da dissertação.....	20
1.2.1 Objetivos Gerais.....	20
1.2.2 Objetivos Específicos.....	20
1.3 Estrutura do Texto.....	20
Capítulo 2 - Técnicas <i>Maximum Power Point Tracking</i> - MPPT e Sistemas de Controle de Conversores não isolados c.c-c.c.	
2.1 Técnicas de controle utilizando o algoritmo <i>MPPT</i> e o sistema de controle de carga do banco de baterias.....	22
2.2 Sistema de controle de carga do banco de baterias.....	31
2.3 Conclusão.....	38
Capítulo 3 - Estudo da topologia do conversor <i>Buck-Boost</i> a quatro chaves	
3.1 Uma Breve Revisão.....	39
3.2 Conversor <i>Buck-Boost</i> a quatro chaves (<i>FSBB</i>).....	42
3.3 Conversor <i>Buck-Boost</i> a quatro chaves (<i>FSBB</i>) com <i>By-Pass</i>	43
3.3.1 Projeto do indutor, capacitores de entrada e saída.....	49
3.4 Simulação do conversor <i>Buck-Boost</i> a quatro chaves com <i>MPPT</i>	51
3.5 Conclusão.....	54

**Capítulo 4 - Sistema de controle do conversor *Buck-Boost* a 4 chaves:
discussões e justificativas**

4.1 Controle de carregamento de baterias com <i>MPPT</i>	55
4.1.1 Controle em Modo de Tensão do <i>Buck-Boost</i> a quatro chaves com e sem Limitação de Corrente.....	58
4.1.2 Controle <i>MPPT</i> do <i>Buck-Boost</i> a 4 chaves.....	64
4.2 Hardware para o Controle do <i>Buck-Boost</i> de quatro chaves.....	66
4.3 Conclusão.....	79

Capítulo 5 - Resultados experimentais

5.1 O protótipo.....	81
5.2 Conclusões.....	83

Capítulo 6 - Conclusões finais e propostas para continuidade

6.1 Conclusões finais.....	84
6.2 Propostas de Continuidade.....	86

Referências.....	87
-------------------------	-----------

Apêndice A.....	91
Apêndice B.....	98

Lista de figuras

FIGURA 1.1: Estrutura de uma microrrede.....	17
FIGURA 1.2: Curvas de carregamento de uma bateria chumbo-ácido.....	18
FIGURA 2.1: Interseção da curva IV e as variações da resistência de carga Sob condições normais 1KW/m ² @ 25 °C.....	23
FIGURA 2.2: Exemplo de um sistema fotovoltaico.....	23
FIGURA 2.3: Diagrama em blocos de um conversor c.c.-c.c. com controlador <i>MPPT</i> e circuito limitador de tensão e corrente de saída a ser utilizado no projeto.....	24
FIGURA 2.4: Curvas características do painel fotovoltaico: a) Curva de I-V. b) Curva de P-V.....	25
FIGURA 2.5: Método da Tensão Constante (CV).....	27
FIGURA 2.6: Fluxograma do método P&O.....	28
FIGURA 2.7: Características da curva de potência do painel fotovoltaico com a localização do ponto de funcionamento.....	29
FIGURA 2.8: Fluxograma Método de condutância Incremental.....	30
FIGURA 2.9: Curva de carga de uma bateria.....	31
FIGURA 2.10: Curva característica de carga em tensão constante.....	33
FIGURA 2.11: Curvas de corrente e tensão para o carregamento de baterias usando 4 estágios.....	35
FIGURA 2.12: Fluxograma de carregamento do banco de baterias.....	37
FIGURA 3.1: Representação simplificada de um conversor.....	39
FIGURA 3.2: (a) Conversor Buck clássico. (b) <i>Buck</i> com retificação síncrona.....	41
FIGURA 3.3: (a) Conversor <i>Boost</i> clássico. (b) <i>Boost</i> com retificação síncrona.....	41
FIGURA 3.4: Conversor não inversor <i>Buck-Boost</i>	42
FIGURA 3.5: Conversor <i>Buck-Boost</i> a quatro chaves.....	43
FIGURA 3.6: Topologia do conversor de potência 4 chaves <i>Buck-Boost (FSBB)</i>	44
FIGURA 3.7: Esquemático do conversor c.c.-c.c. em estudo.....	47
FIGURA 3.8: Configuração <i>Buck</i>	48
FIGURA 3.9: Configuração <i>Boost</i>	48

FIGURA 3.10: Modo Painei.....	49
FIGURA 3.11: Conversor operando no modo <i>Buck</i>	52
FIGURA 3.12: Conversor operando no modo <i>Boost</i>	52
FIGURA 3.13: Conversor operando no modo Painei no intervalo de tempo de 0s a 0,6s.....	53
FIGURA 4.1: Sistema em malha fechada de um conversor operando em modo de tensão.....	59
FIGURA 4.2: Carregamento de bateria nos quatro estágios proposto.....	62
FIGURA 4.3: Simulação do sistema de carga da bateria chumbo-ácido com perturbação.....	63
FIGURA 4.4: Diagrama de Blocos do Sistema de Controle <i>MPPT</i>	64
FIGURA 4.5: Diagrama de Blocos do Sistema de Controle de um conversor c.c.-c.c. <i>Buck-Boost</i> a quatro chaves.....	65
FIGURA 4.6: Esquema de uma interface entre periféricos externos e um microcontrolador.....	67
FIGURA 4.7: Diagrama de Blocos de um sistema integrado de <i>MPPT</i> com controlador de carga para baterias utilizando um microcontrolador.....	68
FIGURA 4.8: Circuito de aplicação do SM72445.....	70
FIGURA 4.9: Fluxograma do funcionamento do CI SM72445.....	71
FIGURA 4.10: Sequência de inicialização do SM72445.....	72
FIGURA 4.11: Diagrama de Blocos do CI SM72445.....	73
FIGURA 4.12: Esquemático da etapa de potência com conversor FSBB.....	75
FIGURA 4.13: Esquemático da etapa do <i>gate driver</i> para comandar o conversor FSBB.....	76
FIGURA 4.14: Esquemático da etapa de controle do conversor FSBB.....	76
FIGURA 4.15: Configuração fixa das entradas analógicas.....	77
FIGURA 4.16: Esquemático para ativar a chave By-Pass do conversor FSBB.....	77
FIGURA 4.17: Circuito para forçar o conversor a entrar no modo PM.....	78
FIGURA 4.18: Circuito Limitador de Corrente.....	78
FIGURA 4.19: Circuito de proteção contra sobre temperatura nas chaves.....	79
FIGURA A.1: Top Copper.....	92
FIGURA A.2: Bottom Copper.....	93

FIGURA A.3: Visualização 3D.....	94
FIGURA A.4: Visualização da parte de cima com os componentes.....	95
FIGURA A.5: Visualização da parte de cima sem os componentes.....	96
FIGURA A.6: Visualização da parte inferior sem os componentes.....	97
FIGURA B.1: Curva característica do Painei Fotovoltaico I50 da ISOFOTON.....	98

Lista de tabelas

Tabela I: Comparação dos métodos de <i>MPPT</i>	31
Tabela II: Níveis de tensão da bateria 12V chumbo-ácido.....	33
Tabela III: Níveis de corrente de uma bateria.....	34
Tabela IV: Ganhos estáticos de alguns conversores clássicos ideais.....	40
Tabela V: Modos de operação do conversor de quatro chaves.....	64
Tabela VI: Configuração da entrada analógica A2.....	71
Tabela VII: Resultados dos testes realizados no laboratório.....	82

Nomenclatura

Microgrid - Microrrede;

Smartgrids - Redes inteligentes;

RISC - *Reduced Instruction Set Complex*;

DSP - *Digital Signal Processor*;

PWM - Pulse Width Modulation;

Firmware - Conjunto de instruções operacionais programadas diretamente no *hardware* de um equipamento eletrônico;

MPPT - Rastreamento do ponto de máxima potência;

MPP - Ponto de máxima potência;

R_{LOAD} - Resistência de Carga;

R_{ot} - Resistência Ótima;

V_m - Tensão no ponto de máxima potência;

I_m - Corrente no ponto de máxima potência;

I_{sc} - corrente de curto-circuito;

V_{open} - Tensão de circuito aberto;

CV - Tensão Constante;

P&O - Perturba e Observa;

IC - Condutância Incremental;

D - razão cíclica ou *dutycycle*;

V_{in} - Tensão de entrada;

V_{out} - Tensão de saída;

I_L - Corrente no indutor;

L - Indutor;

R_L - Resistência do indutor;

ADC - Conversor Analógico Digital;

VF - *Voltage Forward*;

VLSI - *Very Large scale integration*;

PM - *Panel Mode*;

Ripple - Ondulação;

CAPÍTULO 1

Introdução Geral

1.1 Contextualização do Trabalho e Motivação

Com o crescimento da população mundial e a busca, cada vez mais pelo bem estar e conforto através da utilização das novas tecnologias e equipamentos provenientes da energia elétrica, tem causado o aumento do consumo da energia elétrica. Com esta preocupação, os governos de muitos países têm dado abertura a instalação e ao consumo de energia elétrica produzida por fontes alternativas de energia, sendo que, a produção de energia renovável e não poluente são as que se tem maior preferência. Surgem então, questões que norteiam a humanidade objetivando pesquisas e debates voltados para eficiência energética, meios de geração de energia com menos impacto ambiental e, principalmente a sustentabilidade. Isso influencia o modo como a energia será produzida, transmitida e consumida. Essa influência trouxe novos conceitos para o sistema elétrico, tal como, as nano e microrredes ou *smartgrids*. Esses sistemas possuem interface inteligente de eletrônica de potência com capacidade de gerenciamento, desconexão e resincronização com a rede elétrica local.

Segundo [1], atualmente mais de 80% do consumo de energia elétrica depende de fontes de energia, como carvão, petróleo, gás natural e outras fontes de energias fósseis. O consumo de energia elétrica tem sido cada vez maior nos últimos anos [2], sendo que, o aumento desta demanda por energia elétrica não poderá ser atendido por essas fontes. Restrições ambientais sobre emissões de gases do efeito estufa, impostas sobre as nações, de modo a combater o aquecimento global e reduzir a poluição atmosférica, impedem a expansão generalizada das mesmas [3]. Então, torna-se necessário o aumento de geração de energia que é, normalmente, feita através de combustíveis fósseis em alguns países, e que estão cada vez mais escassas. No entanto, há outras fontes de geração de energia, como a eólica, solar, biomassa, geotérmica, biocombustível, hidroelétrica

através de usinas maré-motriz, entre outras que, recentemente têm recebido muita atenção, pelo fato de serem energias mais limpas e renováveis.

No entanto, os autores em [1] entendem que as fontes de energia renováveis como a solar e eólica, têm suas limitações. Primeiramente, a distribuição é inadequada e a geração dessa energia é aleatória, ou seja, não é constante todo o tempo, pois, depende de variáveis da natureza, por exemplo, o vento (para sistema eólico) e a luminosidade solar (para sistema fotovoltaico). Este trabalho considera ainda, que as *smartgrids*, providas de sensores comunicando em redes, comunicação e monitoramento de sistemas inteligentes, fornecem uma técnica poderosa para controle do fornecimento e fluxo de energia.

Com o aumento da tecnologia solar, os painéis fotovoltaicos são cada vez mais utilizados para fornecimento de energia para residências, como afirmado em [4]. Entretanto, em [2] pondera que, no que se refere ao projeto de uma microrrede residencial, é necessário ter, pelo menos, duas fontes de energia. Estas seriam, por exemplo, sistemas fotovoltaicos com bancos de baterias e energia elétrica proveniente da concessionária de energia elétrica, sendo que, ambas devem estar aptas para alimentar cargas em corrente alternada e/ou em corrente contínua.

Segundo [5], sistemas fotovoltaicos são rapidamente introduzidos em sistemas de energia elétrica, como fonte de energia solar inesgotável e limpa. Muitos dos geradores de energia renovável, tais como os sistemas fotovoltaicos, podem ser conectados a sistemas de corrente contínua, o que aumenta sua eficiência, pois, não necessitam de um inversor c.c.-c.a. e um circuito retificador.

As microrredes são cogeradoras de energia elétrica baseada em fontes renováveis, como a solar e a eólica destinadas a atender pequenos centros de consumo como: bairro residencial, hospital, escola, condomínio, etc., [6], [7]. Microrredes contam com pequenas fontes de energia chamadas de microfontes que, normalmente, são derivadas de fontes de energia renováveis, como por exemplo, micro turbinas eólicas, painéis solares. Segundo [6-8], as microrredes com capacidade de geração instalada na faixa de 10 a 100 kW, consistem em potencial emergente de geração distribuída, que associa geração e cargas em um subsistema. Uma microrrede pode trabalhar independentemente ou conectada com a rede pública, conforme mostra a Figura 1.1, onde se podem observar diferentes fontes de geração de energia, como gerador eólico, células de combustível e painéis

fotovoltaicos. Neste caso, o sistema de potência está conectado em paralelo com a microrrede.

Pretende-se, neste trabalho, desenvolver uma aplicação inserida no conceito de microrredes e nanorredes a qual consiste num carregador de baterias com controle por *MPPT*.

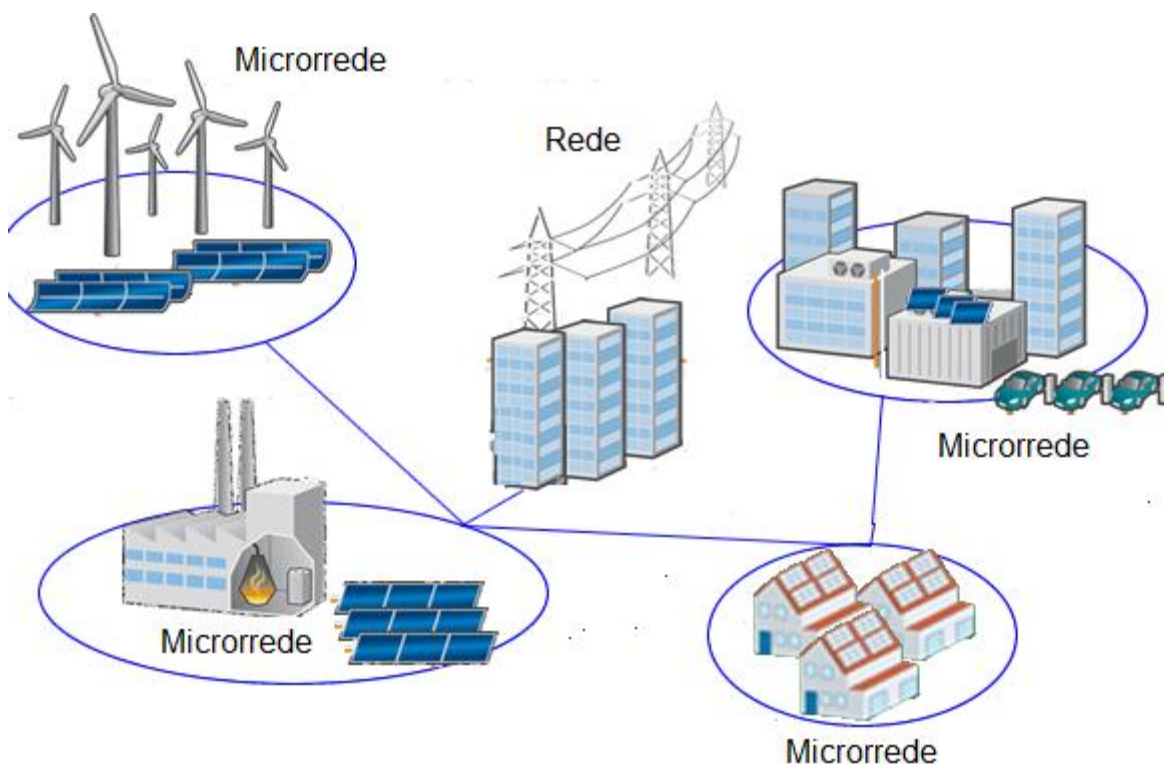


FIGURA 1.1: Estrutura de uma microrrede.

Sistemas elétricos fotovoltaicos em áreas remotas são tipicamente equipados com bateria para armazenamento de energia. Desta forma, quando há luz solar, é feita a produção de energia elétrica pelos painéis e armazenada nas baterias. Quando há falta de luz solar, o banco de baterias passa a fornecer energia elétrica. Tais sistemas devem utilizar controladores de carga para impedir que as baterias sejam carregadas de maneira inadequada, causando a redução da sua vida útil. As baterias de chumbo-ácido requerem corrente de carga baixa (portanto, menos energia solicitada da placa solar), a fim de não danificar as células da bateria, pontua [9].

Para não reduzir a vida útil da bateria, normalmente, os fabricantes de baterias chumbo-ácido recomendam carregar a bateria em “carga lenta”, o que

corresponde a 10% da corrente nominal da capacidade de fornecimento em Ampère-hora. No entanto, o sistema controlador de carga deve ser projetado também para monitorar a temperatura e a descarga da bateria, a fim também, de não reduzir a vida útil. Em [10] cita-se que a máxima corrente de carga da bateria é dada para (corrente nominal)/10, ou seja, 10% da corrente da bateria, a fim de, proteger contra o excesso de aquecimento e a mínima corrente de carga da bateria é (corrente nominal)/100, ou seja, 1% da corrente da bateria, quando a bateria 100% carregada.

A Figura 1.2 mostra o gráfico da tensão e a corrente em função do tempo para a carga de uma bateria chumbo-ácido. Nota-se que, quando a tensão da bateria se encontrar em um valor baixo, por exemplo, 10,5 volts, o sistema de controle deverá liberar a corrente de carga limitada a um determinado valor para que a bateria retorne com sua carga quando a tensão for, por exemplo, 13,5 volts. Esse valor será especificado de acordo com a capacidade Amper-hora (CAh) da bateria. O gráfico ainda mostra que, à medida que a tensão na bateria diminui, o sistema libera corrente mínima até a máxima especificada, dependendo apenas dos níveis de tensão na bateria.

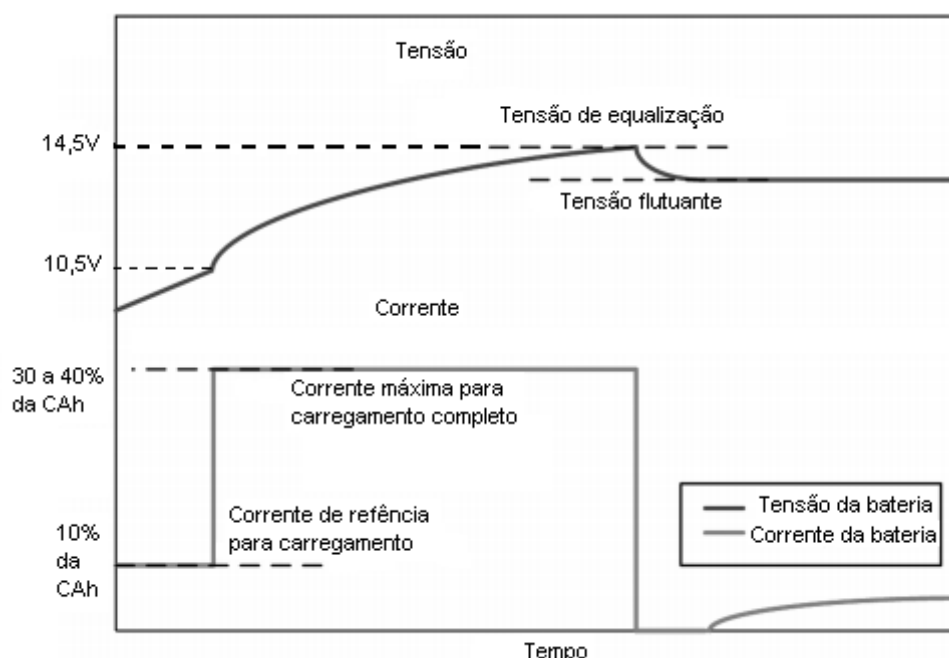


FIGURA 1.2: Curvas de carregamento de uma bateria chumbo-ácido.

Segundo [11], o sistema poderá ser controlado com um microcontrolador, com instruções do tipo *RISC* com custo relativamente baixo, a fim de, rastrear o ponto de

máxima potência, através de um algoritmo de controle para comandar um conversor c.c.-c.c. Se a energia coletada do sistema fotovoltaico não for suficiente, o microcontrolador não permite o esgotamento completo do sistema de baterias.

Outra possibilidade para o sistema de controle consiste em escolher circuitos integrados dedicados para o sistema de controle. Desta forma, deve-se avaliar o desempenho, recursos e os custos de implementação do sistema. Se o sistema utilizar um microcontrolador e/ou *DSP* deve-se levar em conta o *firmware*, processamento, consumo, entradas analógicas para leituras de tensão e corrente do sistema, entradas e saídas digitais, saídas *PWM*, vantagens e desvantagens dos sistemas embarcados para aplicação em sistemas fotovoltaicos.

De acordo com [10], a implementação do algoritmo para rastreamento do ponto de máxima potência apresenta várias vantagens, como:

- Maior utilização da produção de potência pelo sistema fotovoltaico;
- Aumento do tempo de vida da bateria para máximo rearmazenamento de energia em um curto tempo de carga;

A presente pesquisa tem grande relevância porque visa a implementação de um sistema para carregamento eficiente de um banco de baterias com energia proveniente de um sistema fotovoltaico. Seus resultados poderão atender diversos públicos, como por exemplo, consumidores residenciais, industriais, as concessionárias em seu papel de promover geração de energia sustentável e da sociedade em geral. O que garante isto, é o fato do sistema eletrônico a ser implementado poder gerenciar a energia armazenada no banco de baterias e disponibilizar quando necessário e/ou quando as baterias estiverem carregadas, a fim de, não consumir a eletricidade proveniente da concessionária de energia elétrica. Consequentemente, será um avanço no que diz respeito à redução de consumo, diminuindo também, a demanda de energia em horários em que a curva de carga é alta (reduzir consumo de ponta), além de manter um sistema de transmissão e distribuição mais estável e confiável.

Enfim, com o crescimento do consumo de energia elétrica no Brasil e no mundo, as microrredes vêm surgindo como uma solução de determinados problemas atuais e futuros, e se tornam uma ferramenta útil no controle e no uso racional da energia, tornando possível o mundo mais sustentável e próspero para as gerações futuras.

1.2 Objetivos da dissertação

1.2.1 Objetivos Gerais

Esta dissertação tem como objetivo principal o estudo, simulação e a implementação de um conversor *Buck-Boost* a quatro chaves, com sistema de controle utilizando a técnica *MPPT* para os módulos fotovoltaicos e controle para o carregamento de um banco de bateria de chumbo-ácido.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Estudo dos sistemas fotovoltaicos e técnicas de rastreamento de ponto máximo de potência (*MPPT*);
- Estudo de microrredes isoladas;
- Estudo da topologia do conversor *Buck-Boost de quatro chaves*;
- Estudo de sistemas microcontrolados e circuitos integrados dedicados para sistema de controle do conversor operando em *MPPT* e controle de carga do banco de baterias;
- Simulação do sistema projetado;
- Implementação do sistema eletrônico para validação dos resultados.

1.3 Estrutura do Texto

Esta dissertação está organizada da seguinte forma: O Capítulo 1 apresenta a contextualização, a qual está inserido o trabalho, motivação e a revisão bibliográfica para este. Ainda apresenta os conceitos dos sistemas fotovoltaicos, *microgrids*, introdução ao sistema de controle por microcontroladores e circuito Integrado dedicado.

O Capítulo 2 apresenta a técnica de controle utilizando o algoritmo *MPPT* e o sistema de controle de carga do banco de baterias. No Capítulo 3 será apresentada

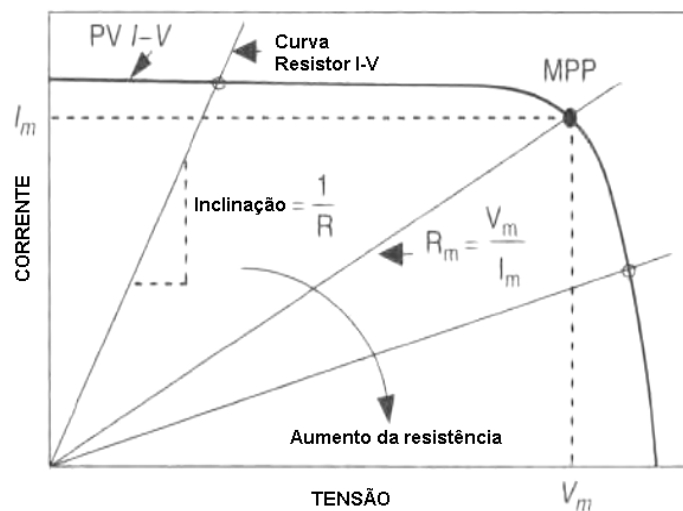
a escolha da topologia do conversor utilizado no trabalho e simulações do sistema e sua justificativa. O sistema de controle, sua escolha e suas justificativas são apresentadas no Capítulo 4. No Capítulo 5, serão apresentados os resultados experimentais do protótipo desenvolvido. Finalmente, o Capítulo 6 apresenta as conclusões finais e propostas de continuidade do trabalho.

CAPÍTULO 2

Técnicas *Maximum Power Point Tracking* - MPPT e Sistemas de Controle de conversores não isolados c.c-c.c.

2.1 Técnicas de controle utilizando o algoritmo *MPPT* e o sistema de controle de carga do banco de baterias

Devido à baixa eficiência energética dos painéis fotovoltaicos e o custo do sistema, torna-se necessário efetuar um melhor aproveitamento da energia retirada do painel, utilizando um algoritmo de rastreamento do melhor ponto da curva característica do painel. Todavia, alguns fatores influenciam o ponto de transferência de máxima potência, como por exemplo, a impedância de carga. A Figura 2.1 mostra uma curva característica de painel fotovoltaico (corrente x tensão) com a interseção do ponto de máxima potência ($MPP = V_m \times I_m$), onde V_m e I_m definem a maior área do retângulo inscrito, ou seja, a máxima potência. Percebe-se que à medida que a carga varia, o ponto de operação do painel se move sobre a curva de corrente-tensão (I-V). Diminuindo a resistência de carga, o ponto se deslocará para a esquerda, e aumentando a resistência da carga, o ponto deslocará para a direita. Há uma condição de resistência que corresponde, para as condições vigentes de insolação sobre o painel fotovoltaico e temperatura do mesmo, à máxima potência absorvida. Nestas condições, qualquer variação de resistência implica em saída do *MPP*.



**FIGURA 2.1: Interseção da curva IV e as variações da resistência de carga
Sob condições normais 1KW/m² @ 25 °C.**

De acordo com a variação da carga, a máxima transferência de potência ocorre quando a resistência de carga R_{LOAD} é igual à resistência ótima (R_{ot}) que por sua vez, é igual à razão de tensão e corrente no *MPP*, $R_{ot} = V_m/I_m$. A fim de rastrear o *MPP* do painel, é importante selecionar cuidadosamente os parâmetros do painel solar sobre as características I-V da carga. A Figura 2.2 mostra a ideia de um sistema fotovoltaico com um algoritmo *MPPT* (do Inglês *Maximum Power Point Tracking*).

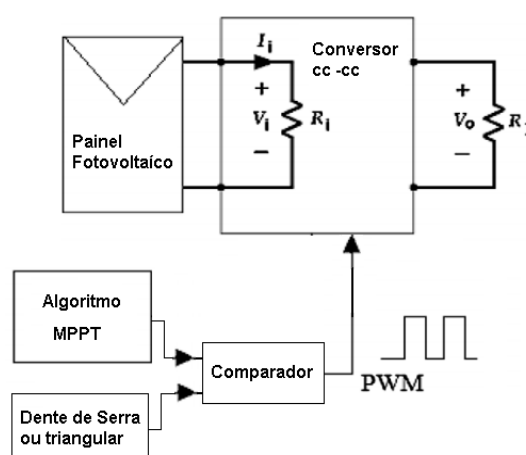


FIGURA 2.2: Exemplo de um sistema fotovoltaico.

Ainda, pelo fato das variações climáticas (temperatura, incidência solar) alterarem o ponto de máxima potência do painel fotovoltaico, o rastreamento deve ser feito periodicamente pelo sistema de controle como mostra a Figura 2.3, no diagrama de blocos, do sistema a ser implementado. O controlador de *MPPT* pode ser implementado a partir de um controlador digital, que tem como objetivo, rastrear o ponto de máxima potência do painel fotovoltaico e comandar através da modulação por largura de pulso (*PWM*) o conversor c.c.-c.c. O Bloco do conversor c.c.-c.c. consiste em uma topologia *Buck-Boost* a quatro chaves, com um sistema de *By-Pass*. O sistema de *By-Pass* que são um conjunto de interruptores que conectam o painel fotovoltaico à carga segundo o modo de controle. Conversor *Buck-Boost* a quatro chaves é uma parte fundamental do *MPPT*, visto que, sua função é transferir a energia armazenada no indutor da entrada para a saída, de forma que na carga permaneça circulando corrente no ligamento e desligamento das chaves. Sua finalidade é manter a tensão de saída e/ou corrente de saída em valor desejado. A principal função do *MPPT* é proporcionar uma tensão e/ou corrente fixa de referência de entrada, correspondente ao *MPP* do painel solar, permitindo simultaneamente combinar a saída com a tensão da carga.

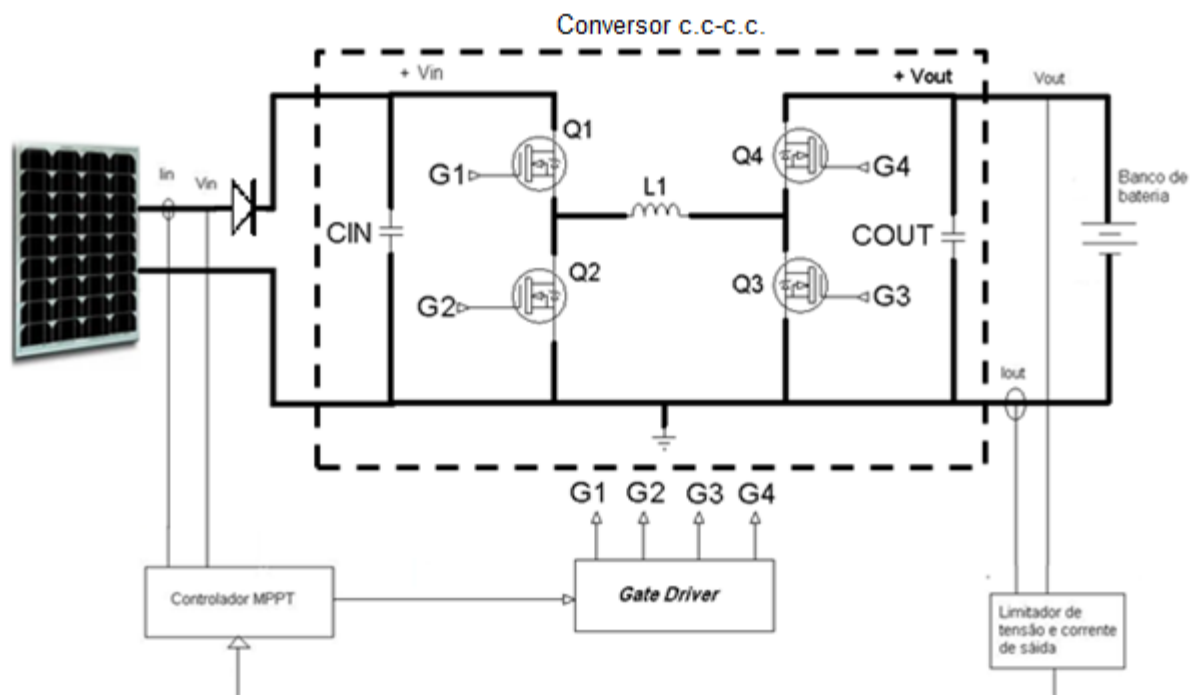


FIGURA 2.3: Diagrama em blocos de um conversor c.c.-c.c. com controlador *MPPT* e circuito limitador de tensão e corrente de saída a ser utilizado no projeto.

Os painéis fotovoltaicos apresentam característica de tensão versus corrente não linear, que variam, também com a temperatura e o nível de radiação. Considerando a potência nominal do módulo fotovoltaico, mudando a radiação incidente no painel, o ponto de máxima potência (*MPP*) se altera, visto que, a corrente de curto-circuito (I_{sc}) e a tensão de circuito aberto (V_{open}) serão alteradas (ver modelo do painel no Apêndice B). Nas Figuras 2.4(a) e 2.4(b) são mostradas as características V-I e P-V de painéis fotovoltaicos, utilizado neste trabalho.

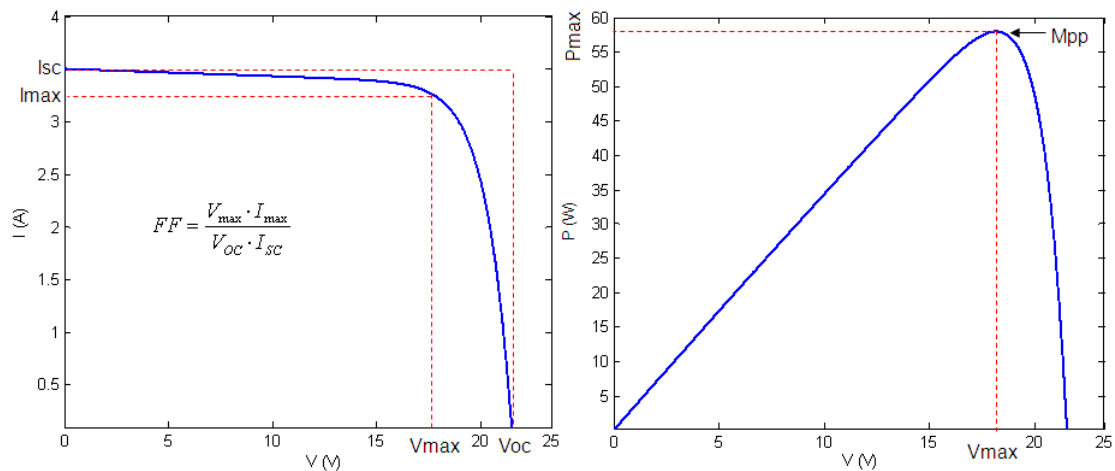


FIGURA 2.4: Curvas características do painel fotovoltaico:
a) Curva de I-V. b) Curva de P-V [14].

Pode-se observar ainda, a característica elétrica do módulo fotovoltaico para potência versus tensão. Veja que, o rastreamento do *MPP* (ponto de máxima potência) faz com que o painel opere (aproximadamente) como fonte de corrente, quando a resistência da carga se reduz, fazendo com que a tensão na carga aumente até o ponto de máxima potência. A partir daí, o painel opera (aproximadamente) como fonte de corrente e a potência decresce com a posterior diminuição da resistência da carga.

O algoritmo para rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT*) visa levar o sistema, através da ação de controle, a operar continuamente próximo ou sobre o ponto de máxima potência, de maneira estável.

Segundo [12], é necessário seguir alguns critérios para a escolha da técnica de rastreamento do ponto de máxima potência, como: resposta dinâmica, erro em regime permanente e eficiência no rastreamento. A resposta dinâmica está relacionada com o tempo de atuação do sistema de controle. Um algoritmo de

rastreamento bem projetado deve responder rapidamente as perturbações que o painel sofrerá, como mudança da irradiação solar, temperatura e mudança do valor da carga. Desta forma, sua eficiência de energia será elevada. Na análise em estado estacionário, é essencial manter o sistema operando estável no *MPP* por maior tempo possível, para que o algoritmo *MPPT* absorva o máximo de energia do painel. Percebe-se que, mediante as perturbações impostas pela natureza, o sistema de controle deve responder rapidamente a estas intemperies. No entanto, dependendo do algoritmo utilizado, a perturbação do sistema acaba sendo ampliada. A eficiência no rastreamento está relacionada com a potência de saída (entregue à carga) com a potência máxima (corrente e tensão na máxima potência) do painel fotovoltaico especificado pelo fabricante. Quanto menores as perdas de energia observadas, melhor a eficiência do sistema. Alguns algoritmos de *MPPT* têm melhores respostas do que outros sob as mesmas condições de funcionamento, por isso faz-se necessário estudar alguns métodos.

Existem várias técnicas de implementação do algoritmo *MPPT*, sendo que, a escolha do algoritmo de *MPPT* para rastrear o *MPP* depende das características do projeto. Alguns algoritmos de *MPPT* rastreiam o *MPP* melhor do que outros nas mesmas condições de funcionamento e existem técnicas de *MPPT* para controlar a potência de um módulo fotovoltaico utilizando controle direto e indireto [12]. Nos métodos indiretos, o algoritmo é carregado com informações técnicas do painel, como corrente de curto-circuito (I_{sc}) e tensão de circuito aberto (V_{open}). Esse método é utilizado quando se tem informações prévias do painel para um projeto específico.

Como controle indireto, pode-se citar o método de Tensão Constante (CV) e o método de Corrente de Curto Circuito (I_{sc}). Pode-se observar que nos métodos de controle indireto, o algoritmo estima os valores do *MPP* através de medição de tensão ou corrente do painel solar, da irradiação e pelo uso de dados empíricos através de aproximações numéricas. No entanto, estes métodos não são apropriados quando ocorre mudança de temperatura ou irradiação.

No controle direto, são utilizadas técnicas de Perturbar e Observar (P&O), Condutância Incremental (InCond), técnicas de inteligência artificial, como redes neurais e lógica fuzzy [12]. Os métodos de controle direto são capazes de obter a máxima potência real quando as variações meteorológicas ocorrem. Normalmente, uma ou duas variáveis podem ser utilizadas para a procura do *MPP*. Os métodos

P&O e Condutância Incremental (*IC*) utilizam duas variáveis, tensão e corrente para calcular a potência máxima, e tensão e corrente de saída do painel, enquanto os métodos de tensão constante CV e corrente de curto circuito I_{sc} , utilizam somente uma das variáveis, tensão ou corrente respectivamente.

De acordo com [13], as principais técnicas de *MPPT* são: Razão Cíclica Fixa, Tensão Constante (CV), Perturbação e Observação (P&O), Condutância Incremental (IncCond), método *Beta* (β), entre outros. Ainda em [13] o desempenho do modelo do método *Beta* é avaliado.

A técnica de *MPPT* com a Razão Cíclica Fixa é um método em malha aberta, que consiste em manter a largura do pulso constante para uma determinada carga conhecida.

O método de Tensão Constante opera em malha fechada, utiliza o valor da tensão pré-determinada para o ponto de máxima potência (*MPP*). Este valor encontra-se em torno de 70 a 80% do valor da tensão de circuito aberto V_{open} do painel, que deverá ser conhecido, como mostra a Figura 2.5. Segundo [14], esse método apresenta algumas desvantagens, como o fato de que, tempo em tempo, o painel deverá ser desconectado do conversor para fazer a aquisição da tensão de circuito aberto do mesmo. No entanto, a pior desvantagem é que o sistema apresenta erro em regime estacionário, visto que, a relação da tensão de circuito aberto V_{open} e a tensão máxima não são constantes. Ainda na Figura 2.5, pode se observar que a tensão de referência é a tensão amostrada do painel em circuito aberto multiplicada pela constante de 0,78. Este valor estimado da tensão de circuito aberto (78%) do valor medido será considerado como tensão no ponto de máxima potência V_{mpp} .

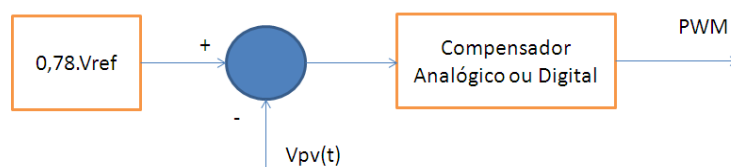


FIGURA 2.5: Método da Tensão Constante (CV).

De acordo com [14], o método P&O consiste em perturbar a tensão do painel fotovoltaico em uma dada direção e observar a resposta do comportamento da potência de saída. Segundo [13], o método perturba e observa, opera

incrementando ou decrementando a tensão de saída do painel fotovoltaico com a finalidade de comparar a potência atual com a anterior. De acordo com [15], o método P&O é muito utilizado comercialmente devido à simples implementação prática, porém, apresenta algumas desvantagens. De acordo com [16], uma desvantagem deste em relação ao método de Condutância Incremental, é que o mesmo é menos eficiente para variações rápidas das condições atmosféricas. Outra desvantagem é uma leve perda de potência da perturbação do ciclo de trabalho se o ponto afastar do *MPP*. Esta perda de energia é necessária porque a perturbação necessita determinar se o ciclo de trabalho precisa aumentar ou diminuir para encontrar o *MPP*. A Figura 2.6 apresenta o fluxograma do algoritmo P&O. Se a derivada da potência em relação a derivada da tensão for maior do que zero, o ponto estará localizado a esquerda do *MPP*, enquanto se a derivada da potência em relação derivada da tensão for menor que zero, o ponto estará localizado a direita do *MPP*.

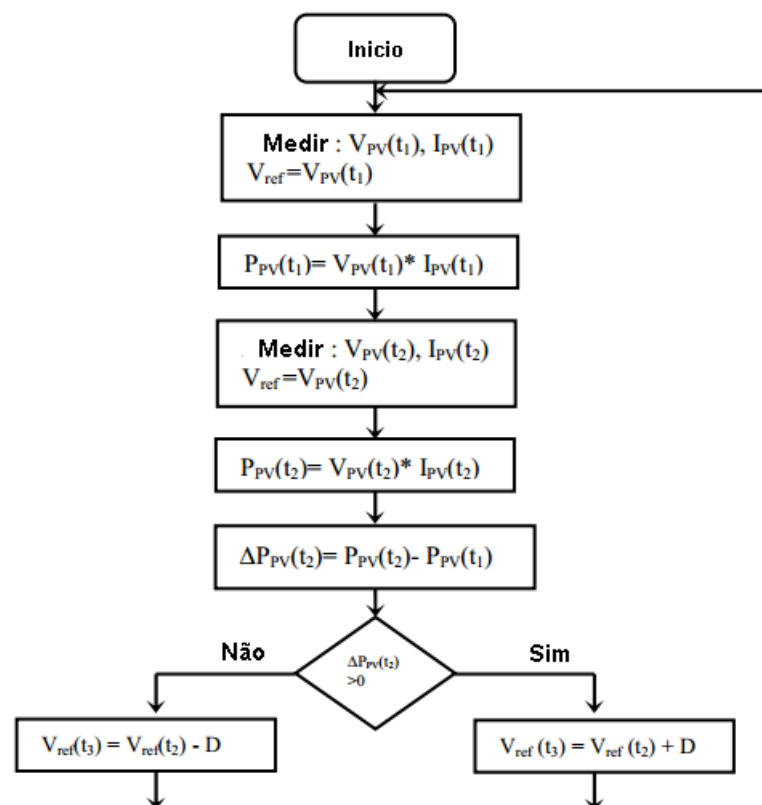


FIGURA 2.6: Fluxograma do método P&O.

O método de Condutância Incremental (IncCond) foi proposto com o objetivo de solucionar alguns inconvenientes quando comparado com o método de Perturba e Observa. Esta técnica tem como vantagem responder rapidamente às mudanças das condições ambientais. Tem como desvantagem a susceptibilidade a ruídos e sua implementação é mais complexa quando comparado com o método P&O. Amostrando a tensão e corrente, a condutância I/V e a condutância incremental dI/dV são determinados de modo que, a decisão do *MPPT* pode ser feita para aumentar ou diminuir a tensão de funcionamento de acordo com o ponto a esquerda ou a direita do *MPP*, conforme a Figura 2.7.

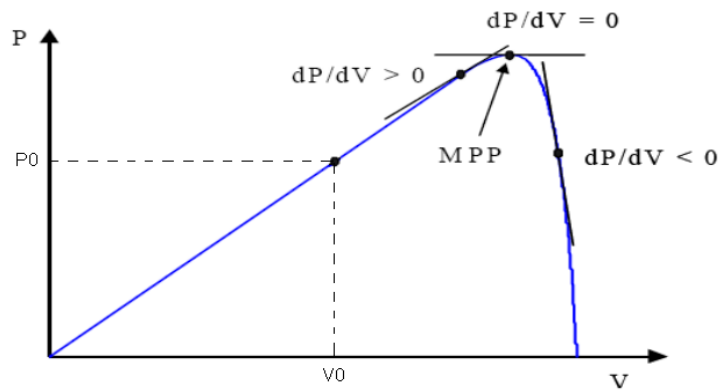


FIGURA 2.7: Características da curva de potência do painel fotovoltaico com a localização do ponto de funcionamento.

O método de condutância incremental baseia-se na inclinação da curva, conforme:

- $\frac{dP}{dV} > 0$ esquerda do MPP para ($V < V_{MPP}$);
- $\frac{dP}{dV} = 0$ para MPP ($V = V_{MPP}$);
- $\frac{dP}{dV} < 0$ direita do MPP para ($V > V_{MPP}$);

Desta forma, podemos obter:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I \left(\frac{dV}{dV} \right) + V \frac{dI}{dV} \Rightarrow I + V \frac{dI}{dV} \quad (1)$$

O MPP será encontrado quando:

$$\frac{dP}{dV} = 0 \Rightarrow I + V \frac{dI}{dV} = 0 \Rightarrow -\frac{I}{V} = \frac{dI}{dV} \quad (2)$$

Onde I/V representa a condutância instantânea do painel solar e dI/dV representa a condutância incremental instantânea. A Figura 2.8 apresenta o fluxograma do algoritmo do método de Condutância Incremental.

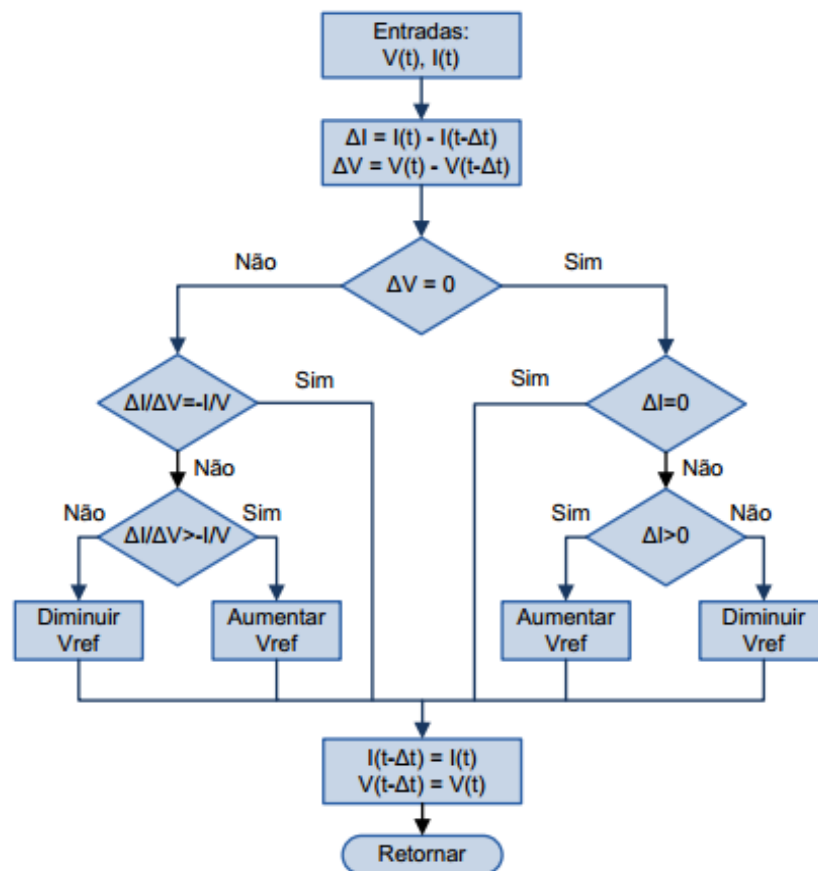


FIGURA 2.8: Fluxograma Método de condutância Incremental [13].

A técnica de MPPT empregada neste trabalho é a Perturba e Observa - P&O. Segundo [13], o método P&O opera incrementando ou decrementando a tensão de saída do painel fotovoltaico com a finalidade de comparar a potência atual com a anterior.

A Tabela I compara qualitativamente os métodos mais conhecidos de *MPPT* segundo os parâmetros: dependência, confiabilidade, complexidade, resposta e implementação.

Tabela I: Comparação dos métodos de *MPPT*

Técnica do MPPT	Dependência do Painel Fotovoltaico	Confiabilidade	Complexidade	Velocidade de convergência	Implementação
P&O	Não	Média	Baixa	Variável	Analógico/Digital
IncCond	Não	Média	Média	Variável	Digital
Voc	Sim	Baixa	Baixa	Média	Analógico/Digital
Isc	Sim	Baixa	Média	Média	Analógico/Digital
Lógica fuzzy	Sim	Média	Alta	Rápida	Digital
Rede Neural	Sim	Média	Alta	Rápida	Digital

2.2 Sistema de controle de carga do banco de baterias

Com a finalidade de não danificar e/ou reduzir a vida útil do banco de baterias, deve-se monitorar o valor da tensão, corrente de carga e descarga. Se a tensão da bateria está muito baixa, uma corrente controlada deve ser liberada para elevar o seu valor de tensão conforme especificado pelo fabricante e mostrada na Figura 2.9.

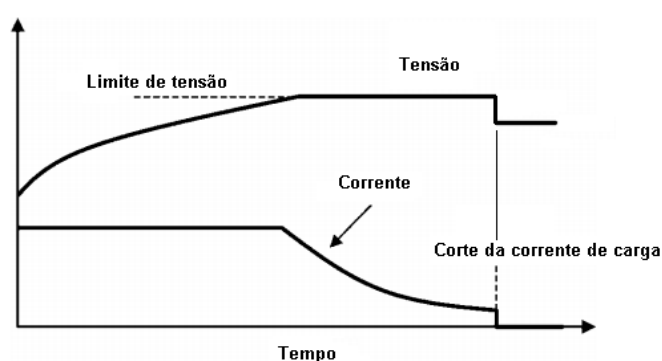


FIGURA 2.9: Curva de carga de uma bateria.

De acordo com [17], um processo de carga adequado é um dos fatores mais importantes a ser considerados quando se utiliza uma bateria chumbo-ácido regulada por válvula. O desempenho e a vida útil serão diretamente afetados pela eficiência do carregador escolhido.

Alguns dados importantes sobre baterias de chumbo-ácido são apresentados por [14] e [18]:

- A Capacidade (C) – é a corrente máxima que a bateria pode fornecer durante determinado tempo. Para as baterias de chumbo-ácido, os fabricantes definem o intervalo (tempo) em que a bateria pode fornecer a corrente nominal como sendo de 20 horas. Esta característica é não linear, desta forma, uma bateria de 60Ah poderá fornecer 3A (60Ah/20h) continuamente durante 20 horas. A capacidade de uma bateria sofre variação de acordo com alguns fatores externos, principalmente, com a temperatura sendo diretamente proporcional à mesma. Para cada 8,5°C acima de 24°C, a capacidade aumenta, porém, a vida útil da bateria é reduzida à metade.
- Célula – é um dispositivo eletroquímico capaz de suprir a energia de uma reação química interna. Para baterias de 12V há 6 células, para 24V há 12 células, ou seja, a tensão nominal de cada célula é 2V.
- Descarga – está ligada diretamente à vida útil da bateria. Quanto menor for a profundidade de descarga, mais ela irá durar. Por exemplo, se sempre for descarregada em apenas 10%, a bateria irá durar em torno de 5 vezes mais do que se a descarga fosse feita em 80% de sua capacidade.

Segundo [17], existem 4 métodos de carga :

- Carga em tensão constante;
- Carga em corrente constante;
- Carga em corrente decrescente;
- Carga em tensão constante em dois níveis.

A carga em tensão constante é a forma mais adequada e mais comumente utilizada para baterias chumbo-ácido reguladas por válvulas. A Figura 2.10 mostra as características de carga da bateria do fabricante [17], quando carregadas por um

carregador de tensão constante a uma tensão de 2,25 Volts/célula, quando a corrente inicial de carga é limitada em $0,1 \times C$.

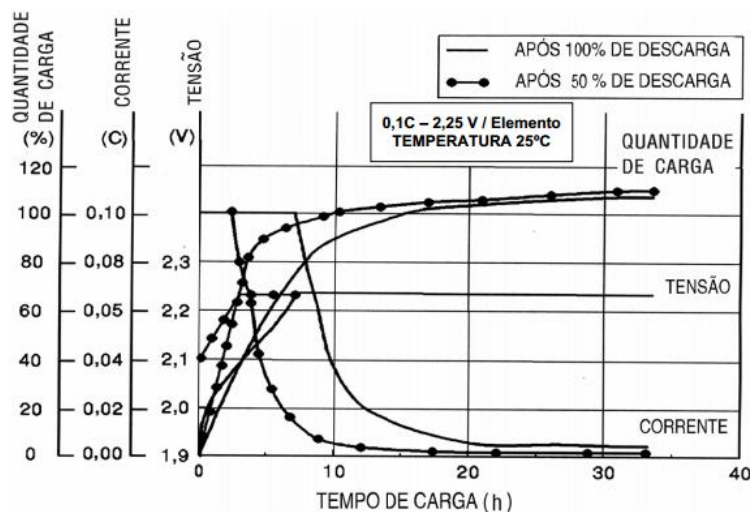


FIGURA 2.10: Curva característica de carga em tensão constante [17].

A tensão de carga da bateria diminui com o aumento de temperatura e vice-versa. Da mesma forma, a carga a uma dada tensão requer uma corrente de carga maior quando a temperatura for alta, e uma corrente de carga menor quando a temperatura for mais baixa. Para operações onde existem variações de temperatura, recomenda-se o uso de equipamentos que permitem o ajuste automático da tensão de flutuação em função da temperatura. Sabe-se que, temperaturas acima de 25°C irão reduzir a vida útil das baterias [17].

Para tanto, deve-se levar em consideração alguns níveis de tensão e seus respectivos estados durante um processo de carga Tabela II.

Tabela II: Níveis de tensão da bateria 12V chumbo-ácido

Estados	Tensão da bateria
Final de descarga	Abaixo de 10,5V
Flutuação (Normal)	Entre 12,9V e 13,8V
Equalização (Recarga)	Entre 14,6V e 14,4V
Sobretensão	Acima de 16,2V

Valores para temperatura de 25°C

No estado de flutuação a bateria já está completamente carregada e sua função é apenas compensar o processo de auto-descarga da bateria. Entretanto, é o estado mais crítico, pois, uma sobretensão irá diminuir a sua vida útil e pode até danificá-la. Por outro lado, uma tensão de flutuação muito baixa irá reduzir sua capacidade. Para os valores de tensão de flutuação e de equalização, a compensação de temperatura é de $-0,33\text{V}$ para cada 10°C acima de 25°C e de $+0,33\text{V}$ para cada 10°C abaixo de 25°C [19].

Para não comprometer a vida útil da bateria, a corrente de carga também deverá ser respeitada. A Tabela III apresenta os valores das correntes de carga da bateria considerando o valor da Capacidade Amper-hora (CAh) da bateria.

Tabela III: Níveis de corrente de uma bateria

Estados	Valor
Recarga lenta	10% de CAh
Flutuação (Normal)	1% da CAh

Valores para temperatura de 25°C

De acordo com [19], a corrente de recarga é destinada a retornar aproximadamente 90% da capacidade da bateria, enquanto a corrente de flutuação é destinada a compensar a reação de auto-descarga e as perdas de potência por fuga de corrente entre os pólos.

Segundo [14], providenciar o carregamento completo do banco de baterias exige do controlador uma elaborada estratégia de controle, na qual, seja possível carregar as baterias, dentro de seus limites e especificações, o mais rápido possível, já que o período diário de geração de energia pelo painel fotovoltaico é limitado. As baterias utilizadas nos sistemas fotovoltaicos operam de forma cíclica, descarregando à noite e recarregando durante o dia. O processo de recarga mais adequado para esses casos é o método por tensão constante e limitação de corrente. Em [19] afirma-se que há diversos métodos para carregar baterias, porém, o algoritmo de quatro estados é o que alcança o melhor desempenho, pois, utiliza corrente e tensão constantes para recarregar rapidamente as células e recuperar a capacidade completa da bateria. A Figura 2.11 mostram as curvas de corrente e tensão para o carregamento de baterias usando 4 estágios.

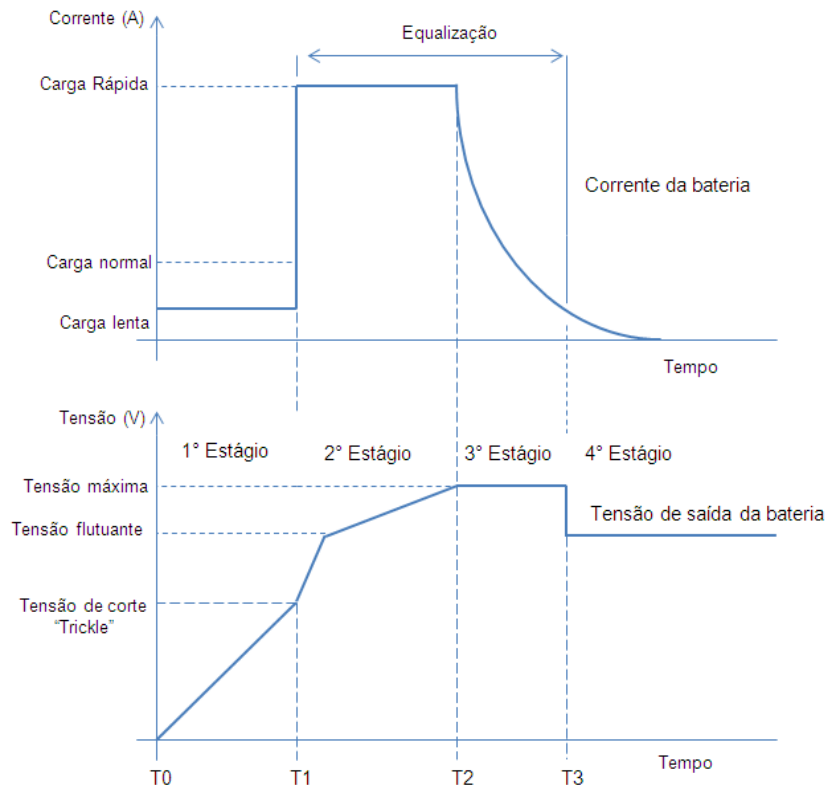


FIGURA 2.11: Curvas de corrente e tensão para o carregamento de baterias usando 4 estágios.

i) Carga lenta: 1º Estágio: (T0 a T1)

Este estágio é ativado quando a tensão da bateria está abaixo da tensão de corte. Este valor de tensão especificado pelo fabricante da bateria mostra que a bateria encontra-se em estado crítico de descarga. Normalmente, a máxima corrente de carga neste estágio, encontra-se no valor de 1% a 10% do valor da corrente nominal da bateria, com 10hs de carga, dependendo da recomendação do fabricante da bateria. Esta fase evita que algum acidente aconteça no caso de alguma célula da bateria entrar em curto-circuito. Por conseguinte, se esta realmente acontecer, a tensão da bateria não irá aumentar e, em seguida, o processo de carregamento da bateria não passará para a fase seguinte.

ii) Carga completa: 2º Estágio: (T1 a T2)

Após a bateria atingir o valor mínimo da tensão de corte, o sistema de carregamento deverá impor uma corrente constante para a bateria até o máximo valor de tensão especificado. O valor da corrente de carga rápida é o maior valor que a bateria suporta para uma carga máxima sem muita perda de água e deverá ser obedecida pela manual do fabricante.

iii) Sobrecarga: 3º Estágio: (T2 a T3)

Durante este estágio o circuito de controle deverá regular a tensão da bateria até que a carga completa for alcançada com a corrente do estágio 2. Quando a corrente de carga diminui gradativamente para um valor pré-estabelecido (corrente normal) e a tensão permanece no valor de tensão máxima, o processo de carga deverá ir para o próximo e estágio final. O valor da corrente normal é cerca de 10% da corrente máxima da bateria.

iv) Carga flutuando: 4º Estágio: (T3 ao final)

Nesta fase, o sistema de controle aplicará à bateria uma tensão constante (tensão flutuante) que é especificado pelos fabricantes de baterias, a fim de, evitar a auto-descarga conforme variação de temperatura. Se a tensão da bateria cair abaixo de 90% da tensão de flutuação o sistema executa o 2º Estágio, com o objetivo de liberar a máxima corrente de referência. O sistema de controle só retornará ao 2º Estágio se o painel fotovoltaico for capaz de fornecer energia. Se não for o caso, a bateria vai continuar o processo de descarga. Se a tensão cair abaixo do valor da tensão de corte, o sistema deverá reiniciar o processo de carregamento no 1º Estágio, logo que o painel fotovoltaico for capaz de fornecer energia. A Figura 2.12 apresenta o sistema de carregamento das baterias deste trabalho. O sistema de controle deverá monitorar o valor da tensão na bateria e executar as tomadas de decisões como é apresentado no fluxograma. Antes de iniciar os estágios para o carregamento da bateria, o circuito de controle verifica o valor da tensão da bateria. Baseado neste valor é definido o estágio de carregamento da bateria. Se a bateria apresentar valor de tensão abaixo do limite recomendado pelo fabricante, tipicamente 10,5V, o sistema de controle ajustará uma corrente de referência em torno de 10% do valor nominal (carga lenta). Se a tensão estiver entre 10,5V e 13,8V, o sistema atuará no modo de carga rápida, ou seja, impondo uma corrente de 30 a 40% do valor nominal da bateria.

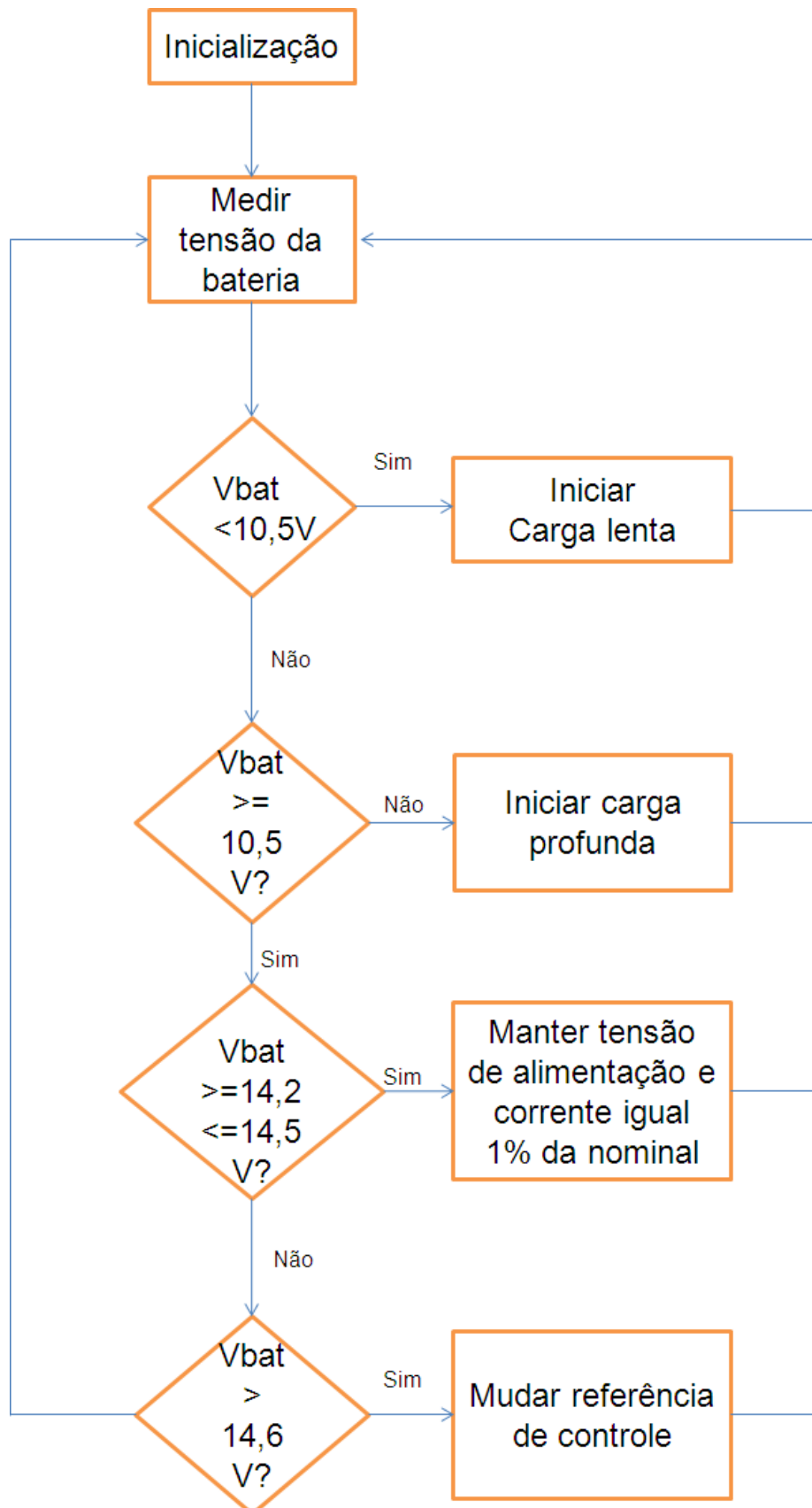


FIGURA 2.12: Fluxograma de carregamento do banco de baterias.

2.3 Conclusão

Neste capítulo, foram discutidas técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência para painéis fotovoltaicos *MPPT*. As técnicas de *MPPT* visam obter a máxima eficiência de um painel fotovoltaico. Este rastreamento leva em consideração a irradiação solar, temperatura e impedância da carga. Isto não exclui o fato de que um projeto eficiente de um conversor de potência deve ser considerado. Perdas de chaveamento e perdas de condução devem ser minimizadas, a fim de, possibilitar a máxima utilização desta energia. Um conversor c.c.-c.c. com melhor eficiência em relação aos conversores clássicos será discutido e proposto no próximo capítulo.

De outra parte, foi apresentada de forma sucinta, a curva característica de um painel fotovoltaico e discutido o comportamento do mesmo com o aumento ou redução da impedância da carga. Na curva característica salienta-se valores importantes como potência máxima, tensão e corrente no *MPP*. Ênfase especial foi dada nos algoritmos Perturba e Observa (P&O) e Condutância Incremental (*IncCond*), por serem os mais utilizados na prática.

Para armazenamento da energia provida dos painéis fotovoltaicos, foram estudadas as baterias de chumbo-ácido. Foram relacionadas informações técnicas utilizadas pelos fabricantes, bem como seus conceitos. Técnicas de carregamento de baterias chumbo-ácido são fundamentais para um sistema alimentado por energia fotovoltaica para garantir a durabilidade das baterias. Sistemas desta natureza necessitam de armazenamento de energia para o maior aproveitamento da energia e o cuidado quanto ao prolongamento da vida útil de seus componentes é imprescindível.

Métodos de carga e curvas de carga foram abordados e estudados, com a finalidade de implementar a técnica de controle de tensão e limitação de corrente no banco de baterias. E por fim, foi apresentado um fluxograma que será utilizado pelo sistema de controle para impor os estágios de carga de baterias chumbo-ácido.

CAPÍTULO 3

Estudo da topologia do conversor *Buck-Boost* a quatro chaves

3.1 Uma Breve Revisão

Existem diversas topologias de conversores estáticos de potência c.c.-c.c. utilizados em sistemas de energia, para, a partir de um valor de tensão de entrada, obter um valor de tensão de saída desejado para alimentar uma carga. Dentre estes, pode-se citar seis conversores clássicos mais utilizados. *Buck* ou *Step-down* é o conversor abaixador de tensão, *Boost* ou *Step-up* é o conversor elevador de tensão, *buck-boost* ou *step-down/step-up* é o conversor abaixador/elevador de tensão, *Sepic*, *Zeta* e *Cuk* são conversores elevadores ou abaixadores de tensão, dependendo do sinal de controle D (razão cíclica ou *dutycycle*). Estes conversores são alimentados por tensão ou corrente contínua e têm como função, ajustar o sinal de saída (tensão ou corrente), de acordo com a necessidade do sistema. A Figura 3.1 mostra a representação simplificada de conversor c.c.-c.c.

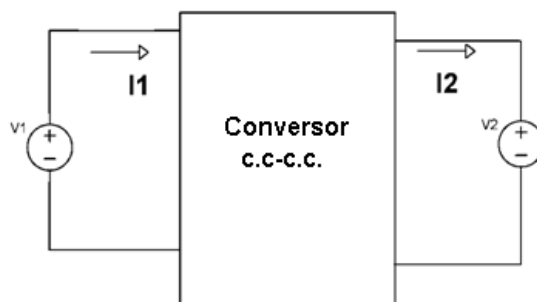


FIGURA 3.1: Representação simplificada de um conversor.

Em um conversor ideal, as perdas internas são nulas e a potência de entrada (P_1) é igual à potência de saída (P_2), conforme (3) e (4):

$$P_1 = P_2 \quad (3)$$

$$P_1 = V_1 \cdot I_1 \text{ e } P_2 = V_2 \cdot I_2 \quad (4)$$

O ganho estático de um conversor (operando em regime permanente) c.c.-c.c. é definido em (5), como:

$$G = \frac{V_2}{V_1} \quad (5)$$

A Tabela IV mostra os ganhos estáticos dos seis conversores básicos difundidos em várias literaturas e aplicações em eletrônica de potência.

Tabela IV: ganhos estáticos de alguns conversores clássicos ideais

Conversor	Ganho estático
<i>Buck</i>	D
<i>Boost</i>	$1/(1-D)$
<i>Buck-Boost</i>	$-D/(1-D)$
<i>Cuk</i>	$-D/(1-D)$
<i>Sepic</i>	$D/(1-D)$
<i>Zeta</i>	$D/(1-D)$

A Figura 3.2 (a) mostra a topologia do conversor *Buck* onde Q_1 representa a chave ou interruptor controlado pelo valor de D; D_1 é um diodo de potência normalmente Schottky, polarizado diretamente no desligamento do interruptor Q_1 ; L_1 é o indutor para armazenamento de energia e C_{out} é o capacitor de filtro. Ainda, o indutor L_1 e o capacitor de saída C_{out} , formam um filtro passa-baixa. V_1 é a tensão de entrada e V_{out} é a tensão de saída fornecida à carga resistiva R. Na Figura 3.2 (b) o diodo pode ser substituído por uma chave controlada, na chamada retificação síncrona. A vantagem de usar um *MOSFET* no lugar de um diodo, é que quando em condução,

ele tem uma queda de tensão muito menor nos seus terminais (*dreno-source*) quando comparado com um diodo, resultando em uma perda de potência menor e maior eficiência. No entanto, o circuito de controle deve utilizar saídas complementares para o *PWM* com um tempo morto embutido, a fim de, não fechar um curto-circuito no braço comandado.

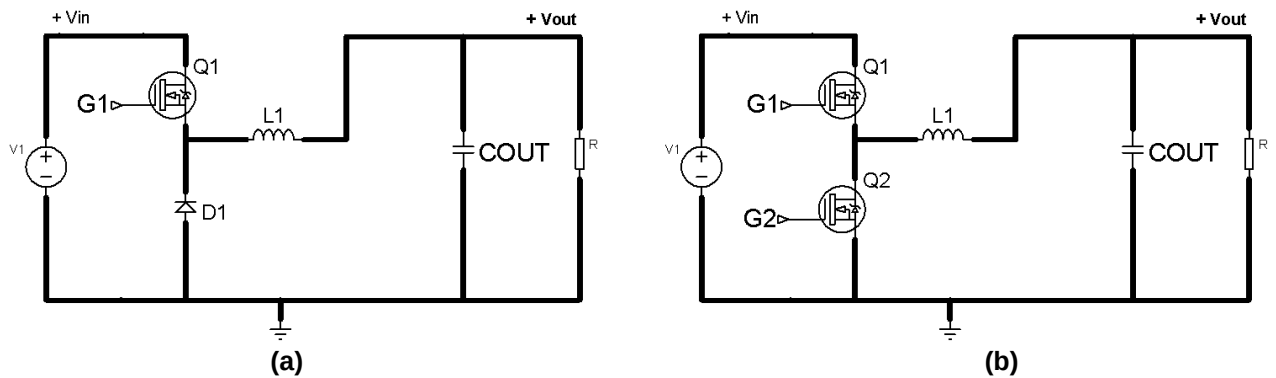


FIGURA 3.2: (a) Conversor *Buck* clássico.

(b) *Buck* com retificação síncrona.

Na Figura 3.3 (a) e 3.3(b), pode se visualizar a topologia do conversor *Boost* clássico e do *Boost* síncrono, respectivamente.

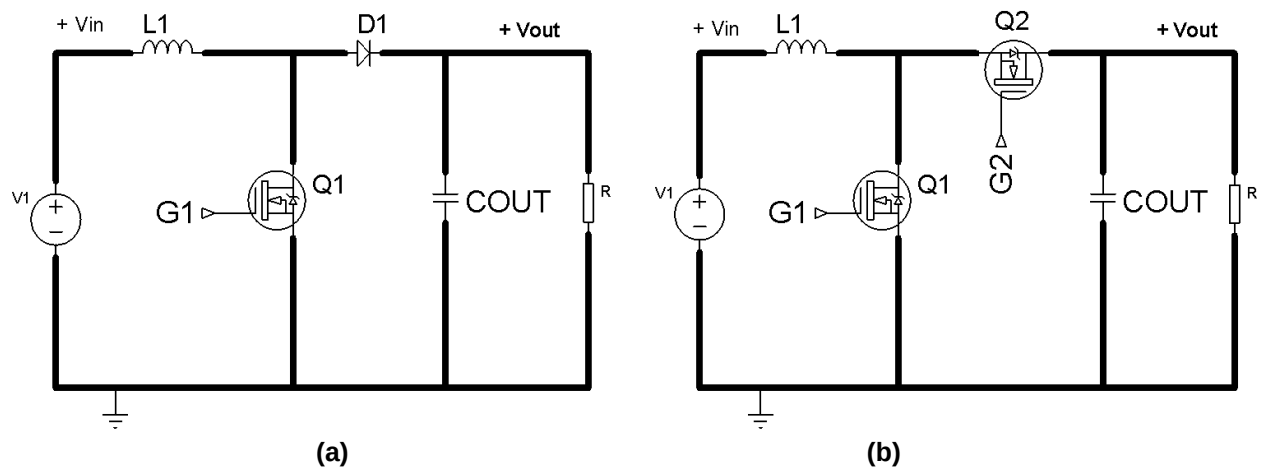


FIGURA 3.3: (a) Conversor *Boost* clássico.

(b) *Boost* com retificação síncrona.

3.2 Conversor *Buck-Boost* a quatro chaves (*FSBB*)

De acordo com [20], para um conversor de dois estágios, há várias abordagens de acordo com a estratégia de controle e isolamento galvânica. Entre os seis conversores básicos não isolados, citados no item 3.1, as tensões de saída dos conversores *Buck-Boost* e *Cuk* têm polaridades invertidas em relação à tensão de entrada, e os dispositivos de potência sofrem altos estresses de tensões. O artigo afirma ainda que *SEPIC* e *ZETA* são conversores complicados e também que as chaves sofrem elevados estresses. O conversor *Buck-Boost* não inversor mostrado na Figura 3.4, é um conversor em cascata que pode ser um elevador ou abaixador de tensão. Quando a tensão de saída for muito baixa, os diodos D2 e D3 podem ser substituídos pelos *MOSFET's* Q2 e Q4 para formar um retificador síncrono, a fim de, melhorar a eficiência do conversor, conforme mostrado na Figura 3.5.

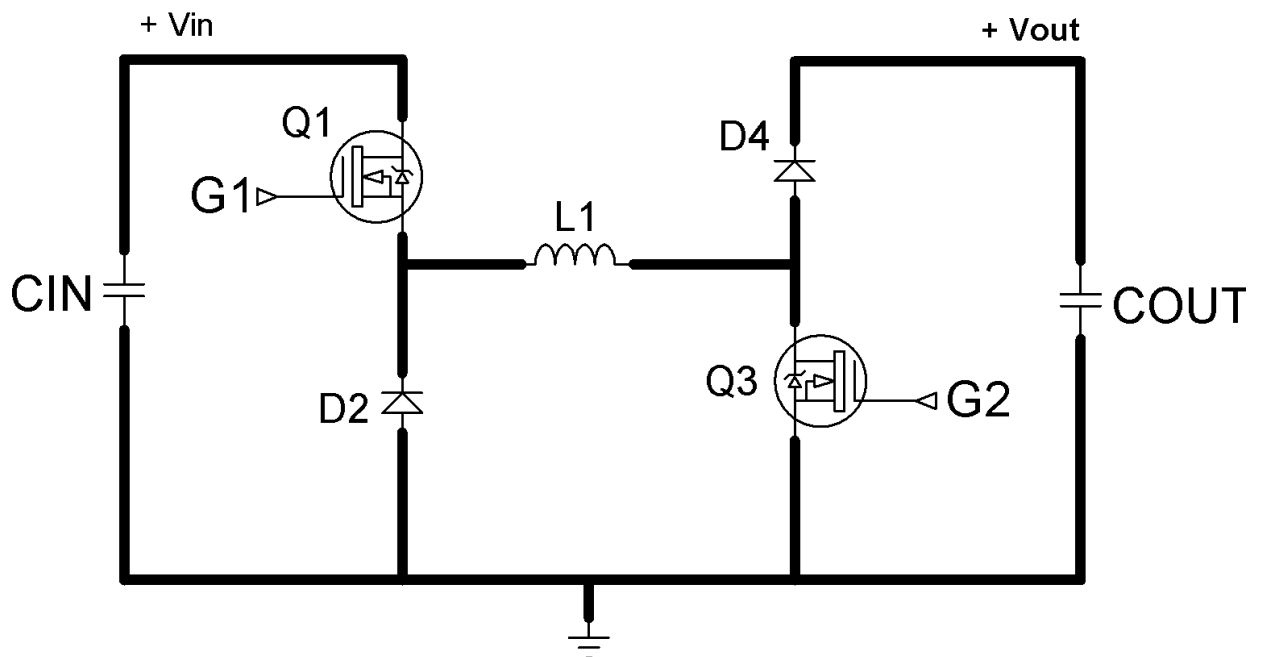


FIGURA 3.4: Conversor não inversor *Buck-Boost*.

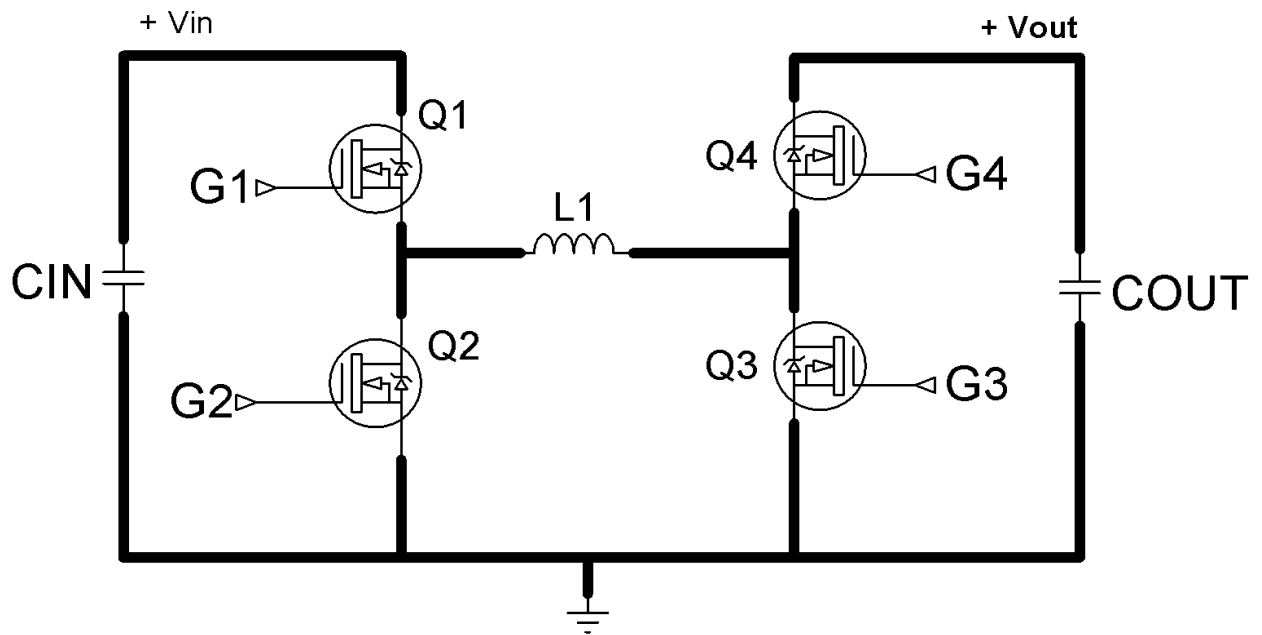


FIGURA 3.5: Conversor *Buck-Boost* a quatro chaves.

Devido à queda de tensão que os diodos de silício apresentam (entre 0,7V a 1V), para tensões de entrada abaixo de 10V, esses valores se tornam consideráveis. A solução é substituir tais diodos por diodos do tipo *Schottky*, que possuem queda de tensão em torno de 0,3v. Todavia, esses diodos apresentam altas perdas quando o nível de corrente é elevado em baixas tensões. Neste caso, é interessante trocar-se os diodos por chaves. No entanto, no conversor *Buck-Boost* de quatro chaves, o circuito de controle deverá comandar as chaves sincronizadas.

3.3 Conversor *Buck-Boost* a quatro chaves (*FSBB*) com *By-Pass*

O conversor de potência quatro chaves *Buck-Boost* (*FSBB*) é um conversor de potência diferente dos outros porque tem dois ciclos de funcionamento a serem controlados. Isto significa que, para um mesmo ponto de trabalho, valores diferentes para ambos os ciclos de trabalho podem ser utilizados. Além disso, devido à sua estrutura *Buck-Boost* simples, apresenta alto desempenho e alta capacidade de adaptação ao sistema de variações de tensão. Todas essas vantagens fazem o conversor de potência *FSBB* adequado para aplicações em que a carga pode ser variável e onde é necessária alta eficiência, como um sistema fotovoltaico ou outras

fontes de alimentação [21]. Segundo [22], há várias características indesejáveis que vêm com a topologia básica de um conversor *Buck-Boost*. Alguns dos problemas incluem a eficiência média, inversão da polaridade da tensão de saída em relação à tensão de entrada, característica ruim de corrente de entrada e corrente de saída. A topologia deste conversor é apresentada na Figura 3.6. Este conversor possui quatro chaves que comutam de duas em duas. Ambas as chaves complementares, são independentes e apresentam dois ciclos de trabalhos diferentes D_1 e D_2 .

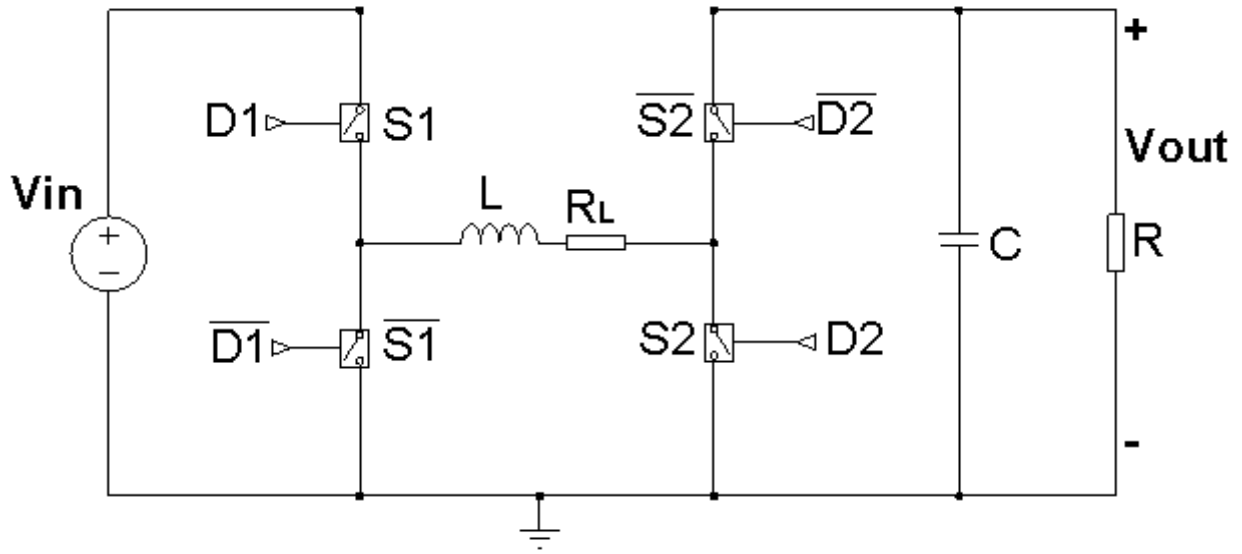


FIGURA 3.6: Topologia do conversor de potência a quatro chaves *Buck-Boost* (FSBB).

As equações de estado da estrutura de potência utilizando o valor médio definido em [22] são dadas como:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{out} \\ \dot{I}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{CR} & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{out} \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{out} \\ I_L \end{bmatrix} \begin{matrix} Vin D_1 + \\ (1 - D_2) \end{matrix} \quad (7)$$

Onde V_{in} e V_{out} são as tensões médias de entrada e saída do conversor, I_L é a corrente média no indutor L , D_1 e D_2 são as razões cíclicas de duas das chaves do conversor, C é o capacitor de saída, R é a carga resistiva e R_L é a resistência parasita do indutor como mostra a Figura 3.6. Note que, quando D_1 e D_2 estão fechadas, $\bar{D}_1$ e $\bar{D}_2$ estarão abertas e vice-versa, ou seja, $\bar{D}_1 = 1 - D_1$ e $\bar{D}_2 = 1 - D_2$.

Em regime permanente, a relação entre a tensão de saída V_{out} e a tensão de entrada V_{in} , é dada por:

$$V_{out} = \left[\frac{D_1 R (1 - D_2)}{R (1 - D_2)^2 + R_L} \right] V_{in} \quad (8)$$

Considerando o conversor ideal ($R_L = 0$), a relação da Eq. (8) fica sendo:

$$V_{out} = \left[\frac{D_1}{(1 - D_2)} \right] V_{in} \quad (9)$$

Ainda, se impusermos $D_1 = D_2 = D$, temos a saída V_{out} em função de V_{in} e da razão cíclica como:

$$V_{out} = \left[\frac{D}{(1 - D)} \right] V_{in} \quad (10)$$

que é a equação clássica do conversor *Buck-Boost* ideal de uma chave. Em outras palavras, o conversor *Buck-Boost* a quatro chaves pode operar como um conversor de uma chave, porém, possui um grau de liberdade a mais para funcionar como conversor abaixador/elevador de maneira mais completa. Este grau de liberdade das quatro chaves e de duas razões cíclicas propicia a condição de levar o conversor à operação com máxima eficiência em toda a faixa de operação em tensão, como também o funcionamento alternado do conversor como *Buck* ou *Boost*. Para operar como conversor *Buck*, exclusivamente, faz-se $D_2=1$ (chave S_2 permanentemente fechada), e, portanto, $\overline{S_2}$ permanentemente aberta. Com a razão cíclica D_1 , impõe-se a tensão na carga sempre menor do que a tensão da entrada. Para operar como conversor *Boost*, exclusivamente, faz-se $D_1=1$ (S_1 permanentemente fechada e $\overline{S_1}$ permanentemente aberta) e com a razão cíclica D_2 da chave S_2 , impõe-se a tensão na carga sempre maior do que a tensão da entrada. Esta é outra escolha que pode levar a operação do conversor à condição ótima em função das tensões de entrada e saídas requeridas.

Segundo [23], um conversor *Buck-Boost* a quatro chaves oferece muitas vezes melhor alternativa para uma topologia baseada em transformador, quando a tensão de entrada será maior ou menor do que a tensão de saída. Em outras palavras, tal conversor fornece uma tensão de entrada com uma maior variação possível, melhor eficiência, dispensando a necessidade de um transformador volumoso. Por outro lado, o *Buck-Boost* a quatro chaves é bem mais eficiente do que um conversor *SEPIC*. Em [24], afirma-se que, um dos problemas mais comuns dos conversores c.c.-c.c. é conseguir fornecer uma tensão regulada quando se tem uma vasta gama de alimentações de entrada. Quando a tensão de entrada for maior, menor ou igual à tensão de saída, o conversor desempenhará função de abaixador ou elevador de tensão, de acordo com a relação entrada e saída das tensões. As quatro chaves trabalhando em sincronismo apresentam um aumento da eficiência, visto que, a comutação dos transistores é mais rápida do que a comutação natural dos diodos. Neste sentido, em [25] afirma-se que, a utilização de um conversor a quatro chaves *Buck-Boost* permite ter um grau de liberdade a mais na escolha dos *dutycycles* D1 e D2, comparado a outros conversores clássicos, o que resultará em um melhor desempenho e eficiência. No entanto, o controle deverá ser feito com cuidado para evitar curto nos braços, no indutor ou apresentar um funcionamento defeituoso [21]. Afirmam os autores ainda, que o controle deve ser cuidadosamente adaptado, a fim de, evitar instabilidades nos dois ciclos de funcionamento.

O conversor em estudo neste trabalho pode incorporar um circuito para realizar a passagem da tensão de entrada para a saída diretamente, que é comumente chamado de modo *By-Pass*. O circuito incorpora retificadores síncronos em Q2 e Q4, os quais aumentam a eficiência do circuito devido a menores perdas de comutação em comparação com diodos *Schottky*, por sua recuperação reversa [26, 27]. Ainda, na implementação do modo *By-Pass*, será necessário que o conversor utilize estes retificadores síncronos [27]. A Figura 3.7 mostra circuito esquemático do conversor c.c.-c.c. Este conversor apresenta seis chaves para operação, circuito *snubber* para proteção de sobre tensões e capacitores de filtro.

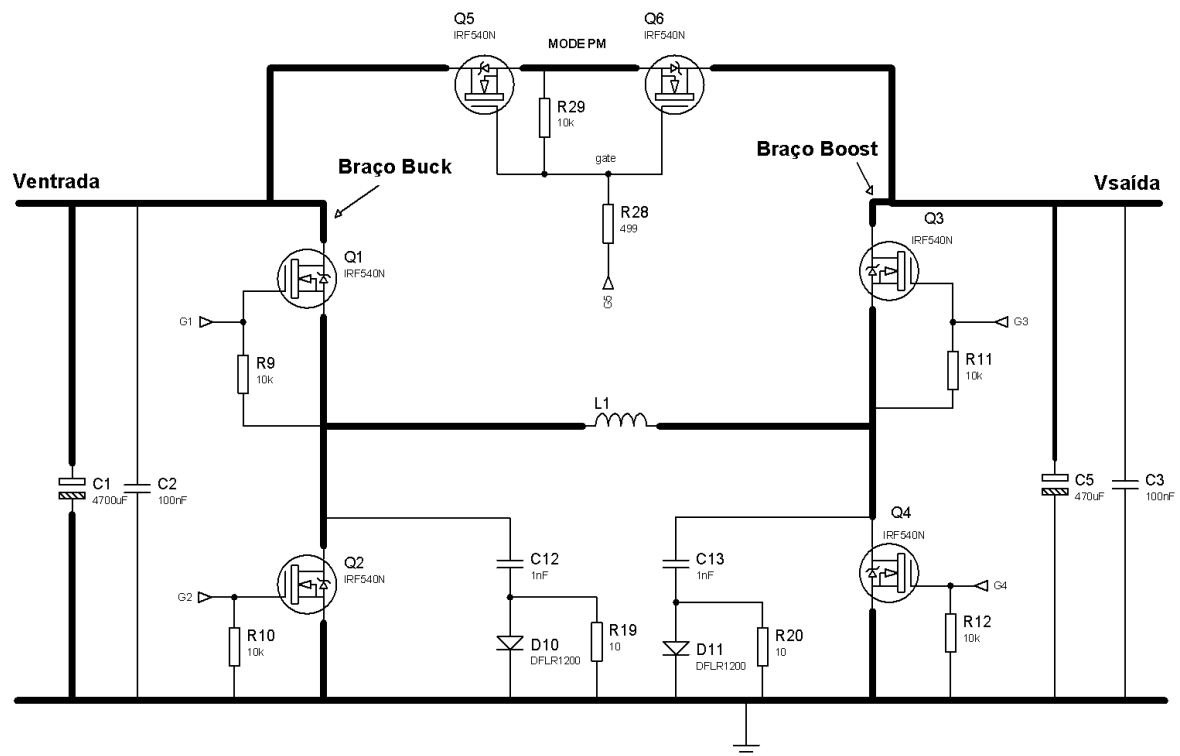


FIGURA 3.7: Esquemático do conversor c.c.-c.c. em estudo.

Este conversor pode operar em três modos de operação: modo *Buck*, modo *Boost* e By-Pass (modo Painel).

a) Modo *Buck*: Quando a tensão de saída for menor que a tensão de entrada. O *MOSFET* Q4 é comandado para permanecer acionado, enquanto Q3, Q5 e Q6 estão permanentes desligados. O *MOSFET* Q1 é controlado com uma relação cíclica (D) e Q2 é controlado com uma relação cíclica de $(1-D)$, conforme apresentado na Figura 3.8.

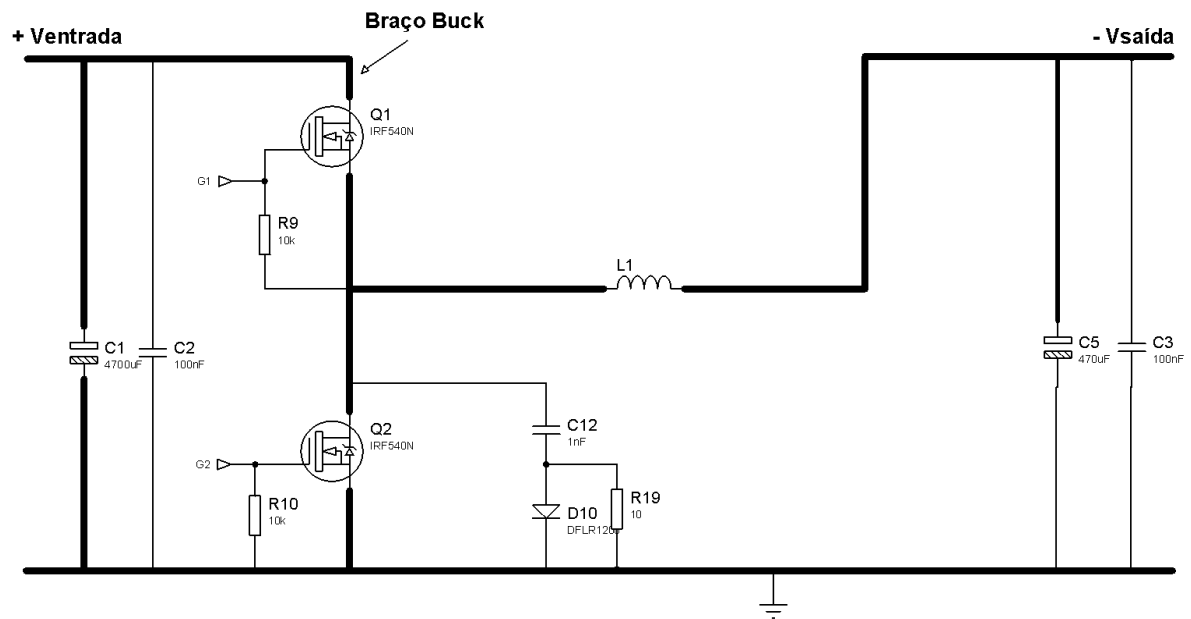


FIGURA 3.8: Configuração *Buck*.

b) Modo Boost: Sempre que a tensão de saída for maior que a entrada o conversor entra no modo *Boost*. Nesta operação, o *MOSFET* Q1 está sempre acionado, enquanto Q2, Q5 e Q6 permanecem desativados. Q3 e Q4 operam com *dutycycles* de (D) e (1-D) respectivamente, conforme apresentado na Figura 3.9.

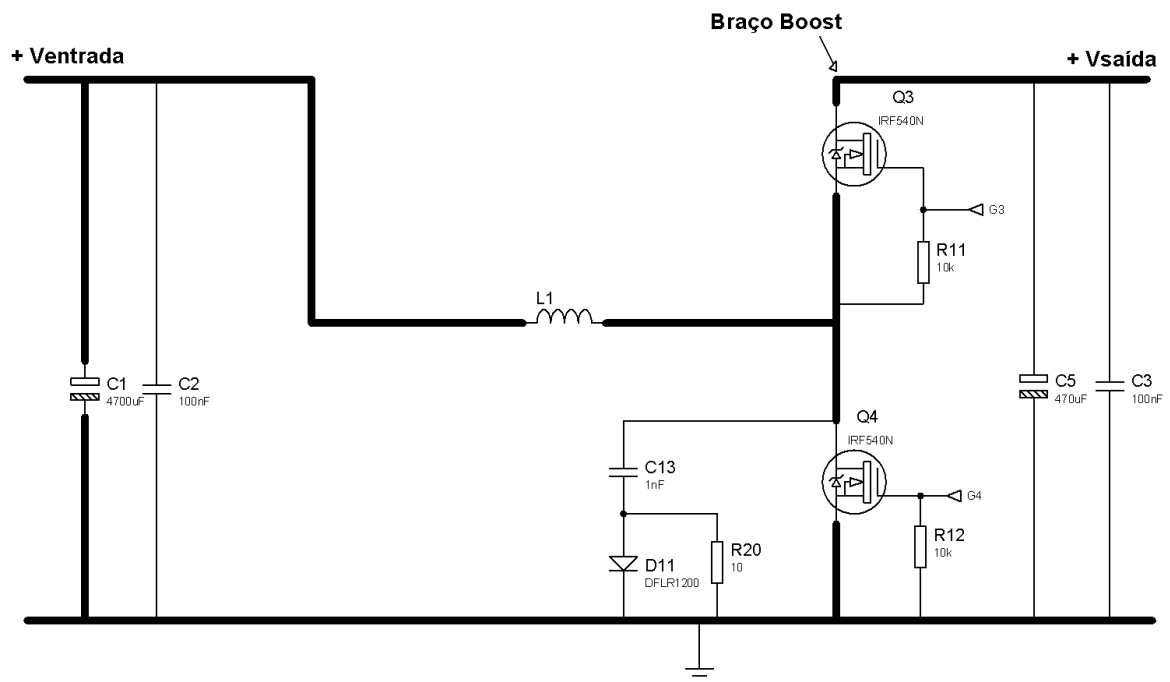


FIGURA 3.9: Configuração *Boost*.

c) Modo Painei: Este modo de operação ocorre sempre que o valor da corrente de *MPPT* for próximo da corrente consumida pela carga. Durante este modo, o conversor está naturalmente operando no seu ponto de máxima potência, não sendo necessário controle adicional. Este modo possui a vantagem de praticamente não apresentar perdas. Na Figura 3.10, os *MOSFET's* Q5 e Q6 permanecem em estado acionado, enquanto o conversor c.c.-c.c. é desligado.

Essa topologia de conversor apresenta como vantagens o melhor aproveitamento da faixa de excursão das topologias *Buck* e *Boost*, possibilitando ao conversor maior faixa de excursão para os pontos de operação, assim como o modo Painei possibilita elevado rendimento ao circuito de *MPPT*.

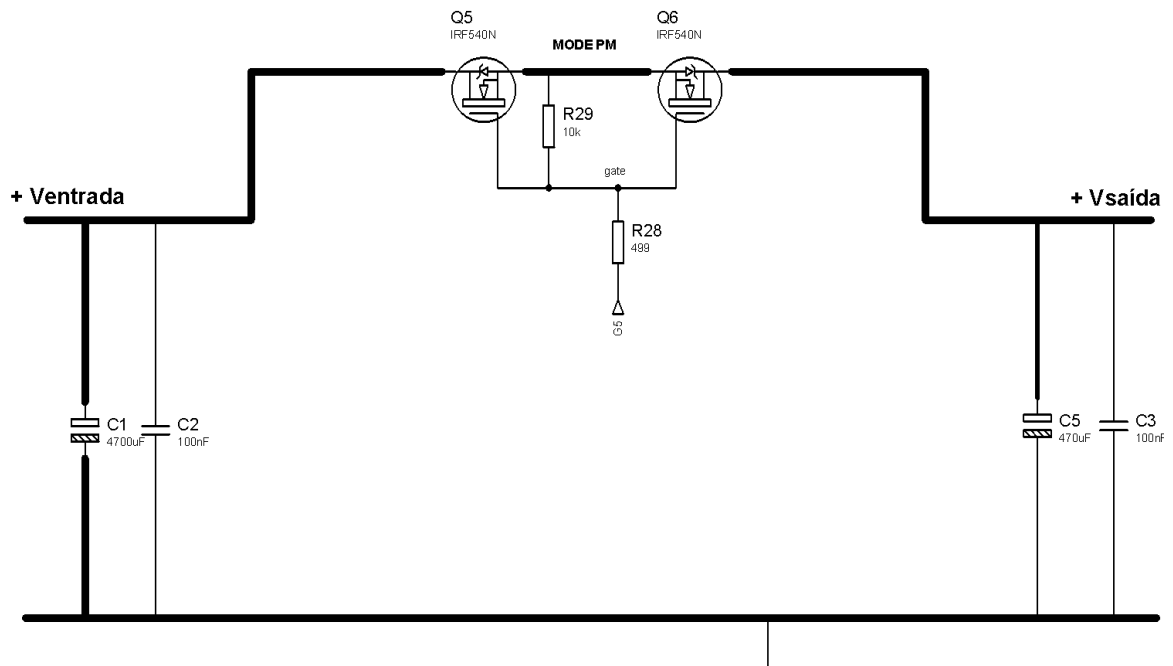


FIGURA 3.10: Modo Painei.

3.3.1 Cálculo do indutor, capacitores de entrada e saída

Projeto de L_1 , C_{in} e C_{out} :

No modo *Buck*, o indutor L_1 forma um filtro de saída LC com o capacitor de saída C_{out} , e no modo *Boost*, L_1 forma um filtro de entrada com C_{in} . Devido ao fato dos capacitores e do indutor afetarem o desempenho do filtro, as seleções dos valores

de L_1 , C_{in} e C_{out} estão correlacionadas. Considerando a ondulação da corrente no indutor dado por (11):

$$I_{p-p} = \begin{cases} \frac{V_{out}}{L_1} \cdot \frac{1-D_{buck}}{F_{sw}} (Modo_Buck) \\ \frac{V_{mpp}}{L_1} \cdot \frac{D_{boost}}{F_{sw}} (Modo_Boost) \end{cases} \quad (11)$$

E a corrente média no indutor pode ser calculada por (12):

$$I_{pk} = \begin{cases} I_o + \frac{V_{out}}{2L_1} \cdot \frac{1-D_{buck}}{F_{sw}} (Modo_Buck) \\ I_{in} + \frac{V_{mpp}}{2L_1} \cdot \frac{D_{boost}}{F_{sw}} (Modo_Boost) \end{cases} \quad (12)$$

Uma boa prática é limitar a ondulação de corrente a menor que 30% da máxima corrente CC e assim, o indutor L_1 pode se calculado por (13):

$$\begin{cases} L_1 \geq \frac{(V_{out_min})^2}{0.6P_{max}} \cdot \frac{1-D_{buck_min}}{F_{sw_min}} (Modo_Buck) \\ L_1 \geq \frac{(V_{mpp})^2}{0.6P_{max}} \cdot \frac{D_{boost_max}}{F_{sw_min}} (Modo_Boost) \end{cases} \quad (13)$$

O capacitor de entrada e saída pode ser calculado por (14):

$$\begin{cases} C_{in} \geq \frac{V_{out_max} - V_{mpp_min}}{8(F_{sw_min})^2 \cdot L_1 \cdot \Delta V_{in_pp}} \\ C_{out} \geq \frac{(V_{mpp_max} - V_{out_min})V_{out_min}}{8(F_{sw_min})^2 \cdot L_1 \cdot V_{mpp_max} \cdot \Delta V_{out_pp}} \end{cases} \quad (14)$$

3.4 Simulação dos modos do conversor *Buck-Boost* a quatro chaves

A operação do conversor *Buck-Boost* a quatro chaves para os seus diferentes modos de operação foi obtida via simulação. As Figuras 3.11 a 3.13 apresentam os três modos de operação. No intervalo de tempo de 0s a 0,6s é simulada uma irradiação solar de 1000 W/m², de 0,6s a 1s é simulada uma irradiação solar de 800 W/m². A corrente de entrada I_i , está em vermelho, a corrente de saída I_o , em azul, a tensão de entrada V_i gerada pelos painéis fotovoltaicos, em preto, e a tensão de saída V_o do conversor, em verde.

A estratégia de controle utilizada para o conversor atingir o *MPPT* é a atuação direta na razão cíclica, sem malhas internas de controle. A operação nos modos *Buck*, *Boost* e *Painel* não depende do *MPPT*, sendo função dos valores da tensão de entrada e da carga. O controle força a corrente de saída do painel a ser igual a corrente de referência, calculada pelo algoritmo P&O.

A Figura 3.11 apresenta o conversor operando no modo *Buck*. A resistência de carga utilizada na saída do conversor foi de 1 Ω , a fim de, aumentar a corrente consumida e abaixar a tensão de saída. Desta forma, tem-se a potência na entrada igual a da saída, em situação ideal. Percebe-se que, no modo *Buck*, a tensão de saída V_o é menor do que a tensão de entrada V_i , visto que, devido o valor da carga ser relativamente pequeno, deve-se manter a mesma potência de entrada, o que resultará no aumento da corrente e diminuição da tensão de saída. A corrente de saída I_o acompanha exatamente a tensão de saída V_o . Quando a irradiação solar diminui de 1000W/m² para 800W/m², ocorre o aumento da tensão de saída, a fim de, manter a potência máxima na entrada e na saída.

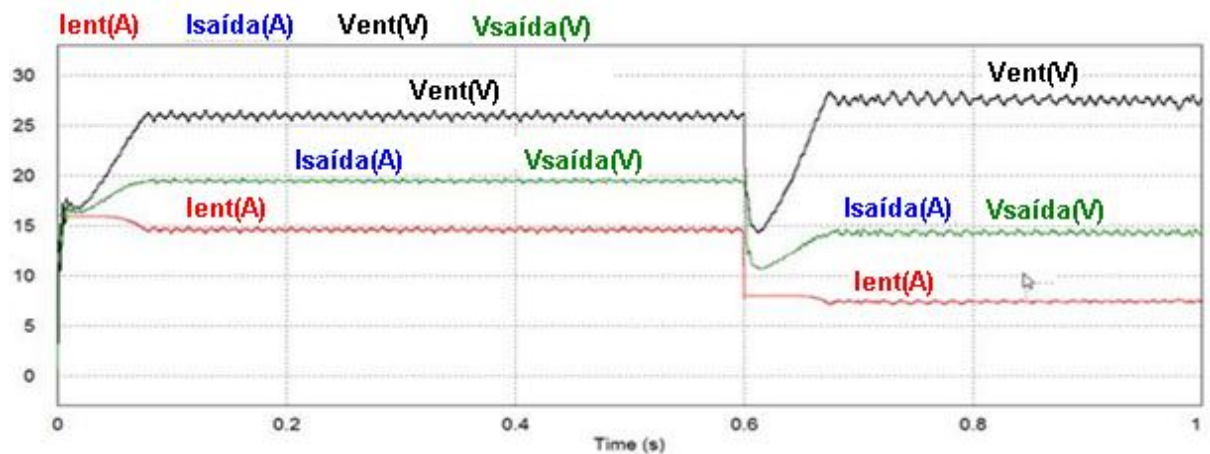


FIGURA 3.11: Conversor operando no modo *Buck*.

A Figura 3.12 apresenta o conversor operado no modo *Boost*, onde a carga utilizada simulada foi de 5Ω . Como o valor de carga foi elevada de 1Ω para 5Ω , o valor da corrente de saída I_o deverá ser menor e o valor da tensão deverá aumentar, a fim de, manter a máxima potência retirada do painel igual a potência de saída.

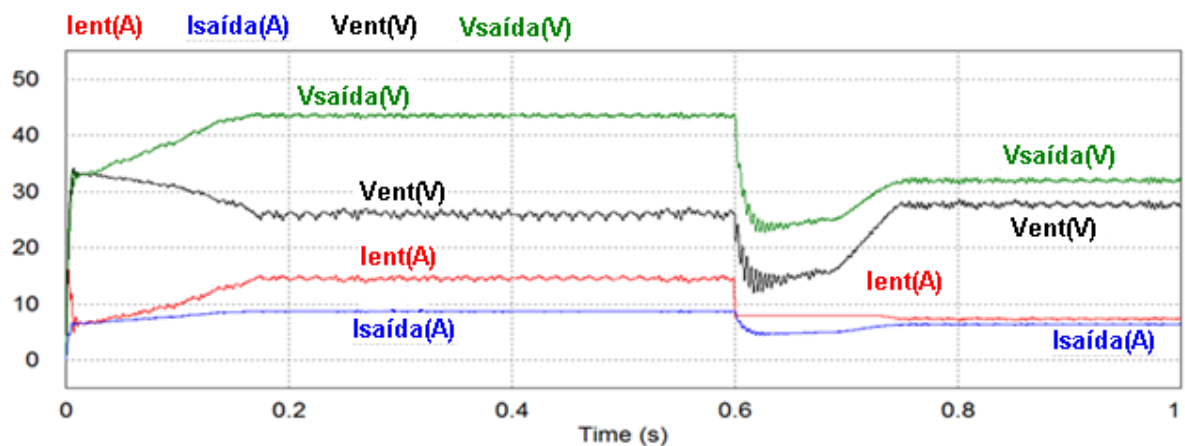


FIGURA 3.12: Conversor operando no modo *Boost*.

Na Figura 3.13 é ilustrado o conversor operando no modo *Painel* com carga de 2Ω durante o intervalo de tempo de 0s a 0,6s. Quando a máxima corrente de entrada retirada do painel fotovoltaico através do algoritmo *MPPT* for próxima da corrente absorvida pela carga, o sistema será forçado a entrar no modo *By-Pass*. Após esse tempo, o conversor passa a operar no modo *Buck* em virtude da mudança do ponto de operação, em função da irradiação solar que diminui de 1000W/m^2 para 800W/m^2 .

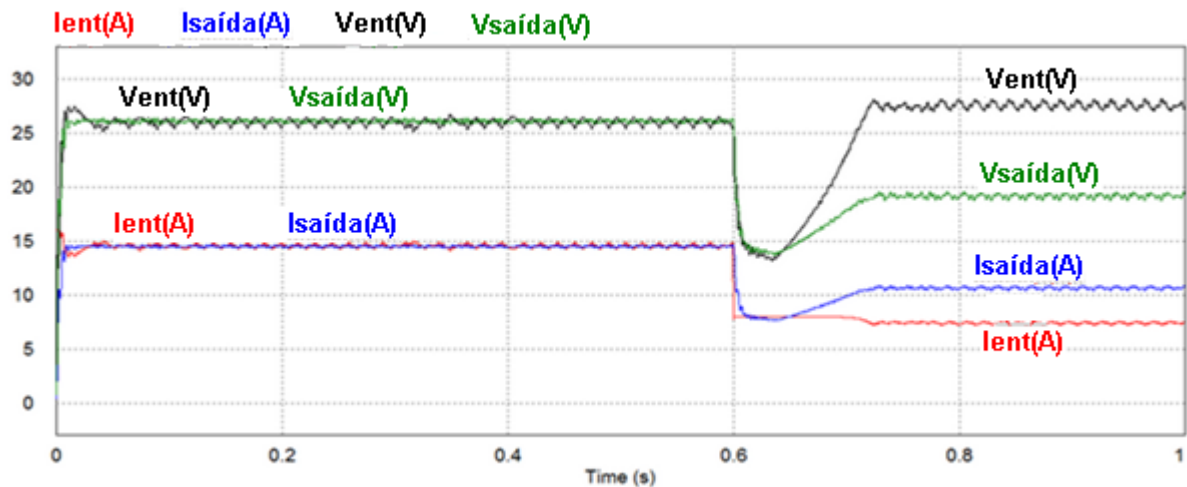


FIGURA 3.13: Conversor operando no modo Painel no intervalo de tempo de 0s a 0,6s.

A implementação de uma topologia *Buck-Boost* a quatro chaves traz várias vantagens sobre o *Buck-Boost* clássico, de uma única chave. O conversor agora é capaz de operar como um verdadeiro conversor síncrono, dependendo apenas da tensão de entrada. Com isto o conversor *Buck-Boost* se torna mais eficiente que os conversores clássicos [25,27], visto que, apresenta características dos conversores *Buck* e *Boost*, sem a necessidade de ter grandes componentes de filtragem na entrada e na saída. Outra vantagem da topologia *FSBB* é que a tensão de saída tem a mesma polaridade da entrada, ao contrário da topologia do *Buck-Boost* com uma chave que inverte a polaridade de saída. Isso cria uma ferramenta de projeto mais fácil quando se procura um conversor c.c.-c.c. para regular a tensão de saída numa larga escala de tensões de entrada. Outra característica importante é a redução do estresse nas chaves semicondutoras, além da comutação síncrona. Este conversor estudado apresenta como desvantagem em relação aos conversores clássicos, (*Buck-Boost*, *SEPIC*, *Flyback*, etc.) o número de chaves a serem controladas.

3.5 Conclusão

Este capítulo apresentou alguns conversores c.c.-c.c. e as topologias clássicas difundidas nas literaturas com um quadro comparativo entre os ganhos estáticos mostrando a linearidade, ou não, desses conversores. O conversor *Buck-Boost* de duas e quatro chaves foi abordado para fazer face a diversos problemas dos conversores clássicos, sendo o segundo, proposto para este trabalho. As Equações em Espaço de Estados são apresentadas para análise do conversor. Percebe-se que, o conversor *Buck-Boost* a quatro chaves comporta-se como dois conversores independentes um do outro, porém, em um mesmo conversor, aumentando assim o seu rendimento em relação aos conversores clássicos. Dependendo do valor das razões cíclicas das chaves, o conversor pode operar como abaixador ou elevador de tensão, ou seja, em duas topologias e características distintas juntas em um conversor.

Com a utilização do *By-Pass*, o conversor opera no modo chamado Modo Painel. Desta forma, é possível aumentar a sua eficiência quando a tensão de alimentação for igual à tensão de saída, sendo desligadas as quatro chaves que formam o conversor *Buck-Boost*.

Para complementar o entendimento do seu funcionamento foi feita a simulação do conversor no software *PSIM*. Nesta simulação, foi possível demonstrar os diversos modos de operação do conversor: o modo *Buck*, quando a tensão de entrada for maior que a tensão de saída; o modo *Boost*, quando a tensão de entrada for menor do que a tensão de saída e no modo *By-Pass*, quando a tensão de entrada for igual a tensão de saída. Todas as simulações mostram que a potência de entrada deverá ser igual à potência de saída em modo ideal. Enfim, pode-se concluir que conversores a quatro chaves *Buck-Boost* apresenta diversas vantagens em relação aos conversores clássicos. Deve-se priorizar a aplicação deste, quando se tem uma grande faixa de variação da tensão de entrada e não constante, bem como variação de cargas com frequência, sendo ideal para aplicações em sistemas fotovoltaicos.

CAPÍTULO 4

Sistema de controle do conversor *Buck-Boost* a quatro chaves: discussões e justificativas

Este capítulo apresenta o sistema de controle para o conversor *Buck-Boost* a quatro chaves na aplicação de carregador de bateria servindo uma microrrede. Inicialmente, será contextualizado o problema da geração fotovoltaica, o rastreamento de máxima potência para a carga rápida da bateria, os requisitos de carga de uma bateria chumbo-ácido e a estrutura do controlador para efetuar esta tarefa. Esta estrutura será vista, primeiramente, do ponto de vista da lei de controle, e finalmente, do ponto de vista do hardware desenvolvido para efetuar o controle do carregamento das baterias, com sua descrição em detalhe.

4.1 Controle de carregamento de baterias com *MPPT*

Segundo [28], todos os sistemas de controle são baseados de forma implícita ou explícita no modelo que descreve como a ação de controle e as perturbações devem afetar o comportamento do sistema. Desenvolver um sistema de controle de um conversor de potência implica especificar a condição de operação nominal pretendida e a regulação do circuito de modo que permaneça próximo às características nominais. Isto é ainda mais crucial para controladores lineares e modelos linearizados, visto que, os erros de modelagem e grandes perturbações fazem com que a dinâmica real do circuito desvie-se da operação prevista pelo modelo.

O conversor c.c.-c.c. utilizado no presente trabalho controla o fluxo de potência de uma fonte de alimentação (V_1) para uma carga na saída com tensão controlada (V_2). Existem dois modos de operação destes conversores: contínuo e

descontínuo. A corrente que flui através do indutor nunca vai para zero no modo contínuo. Já no modo descontínuo, a corrente no indutor atinge o valor zero durante o intervalo de tempo em que a chave é desligada, ou seja, antes do final do ciclo de chaveamento, permanecendo zero até o início de um novo ciclo.

No chaveamento de conversores c.c.-c.c. ideais a tensão de saída é uma função exclusiva da tensão de entrada e da razão cíclica (D). Nos circuitos reais com componentes não ideais, a saída também é uma função da corrente na carga e, conseqüentemente, das correntes do indutor, das chaves, etc., por causa das resistências parasitas dos componentes, quedas de tensão nas chaves, entre outros fenômenos. A saída de uma fonte de alimentação (conversor c.c.-c.c.) é regulada pela modulação da razão cíclica ou taxa de trabalho para compensar as variações na tensão de alimentação ou da carga. Para a imposição de uma tensão de saída no conversor c.c.-c.c. com rejeição destas perturbações, um sistema de controle com realimentação é necessário. Compara-se a tensão na saída com uma referência e este erro é a entrada do controlador, cuja lei de controle impõem, através de um modulador de largura de pulso (PWM), a taxa de trabalho [29].

Existem dois métodos clássicos e básicos utilizados para controlar conversores c.c.-c.c. baseados em Modelos de Pequenos Sinais e Funções de Transferência [30]. Um é o Modo de Controle em Tensão, MCT e o outro é o Modo de Controle em Corrente, MCC. No MCT, a entrada do controlador é o erro em tensão e a Função de Transferência mapeia a razão cíclica (ou função de trabalho) na tensão de saída. No MCC, a entrada do controlador é o erro em corrente cuja malha (interna) regula a corrente a partir de sua referência que é a saída da malha de tensão (externa). Em outras palavras, o controle MCC é um controle indireto da tensão via controle da corrente. O sinal de erro (diferença entre referência e valor medido) será utilizado para ajustar o ciclo de trabalho $d(t)$ através de um compensador, cujo projeto, visa garantir a estabilidade, a robustez e a performance na dinâmica da regulação, seja da corrente, seja da tensão.

A estabilidade da malha de controle para regular a tensão de saída de um conversor deve ser buscada a partir das características de malha aberta. As leis de controle utilizadas são do tipo PID (Proporcional, Integral, Derivativo), as quais são projetadas para garantir, em malha fechada, ganho elevado em baixas frequências de modo que, o erro em estado estacionário entre o sinal de saída e referência, seja

o mais baixo possível e que as perturbações na tensão de entrada e na carga sejam fortemente atenuadas; o ganho na frequência de chaveamento do conversor deve ser baixo, de modo a atenuar ruídos e sinais de alta frequência; finalmente, margens de fase entre 30° a 90° , sendo que 60° é um bom compromisso.

Em carregamento de baterias, o sistema de controle tem como objetivo manter a variável corrente da bateria e, conseqüentemente, a corrente do conversor controlada, seguindo referências típicas da bateria, conforme descritas no Capítulo 2.2, em especial, pela Figura 2.11 e os estágios de carregamento apresentados para baterias de chumbo-ácido. O conversor receberá uma tensão de alimentação não regulada e com perturbações, pois, a alimentação será um painel fotovoltaico que dependerá da irradiação solar e da temperatura. É função do sistema de controle e do conversor c.c.-c.c. controlar corrente e tensão de saída segundo valores de referência que são função do estágio de carregamento da bateria, face a perturbações.

Para o estágio de carga rápida, quando a bateria já tiver atingido um valor de tensão de corte, a fonte, ou seja, o painel fotovoltaico terá que fornecer a máxima potência disponível. Neste estágio, descrito no Capítulo 2.2 como Estágio de Carga Completa, o módulo fotovoltaico operará com um algoritmo de *MPPT*.

Sendo assim, os quatro estágios de carga da bateria de chumbo-ácido serão controlados da seguinte maneira:

- 1º. Estágio: Carga lenta, para quando a tensão na bateria estiver abaixo da tensão de corte, o conversor será controlado em Modo de Controle de Tensão com Limitação de Corrente - MTCLC para impor a carga lenta com corrente de referência especificada pelo fabricante da bateria (tipicamente de 1% a 10% do valor da corrente nominal).
- 2º. Estágio: Carga rápida, para quando a tensão da bateria estiver acima da tensão de corte e abaixo da tensão máxima, o conversor será controlado em modo MPPT para a máxima carga, admitindo-se que os painéis foram dimensionados para fornecerem no máximo a corrente de carga rápida.
- 3º. Estágio: Sobrecarga, para quando a tensão máxima na bateria tiver sido atingida o conversor operará em Modo de Controle de Tensão -

MCT, impondo a tensão máxima da bateria como referência até que a corrente da bateria decresça ao valor mínimo de referência.

- 4º. Estágio: Após a corrente de carga no 3º estágio atingir o valor mínimo estabelecido, o carregador entra em modo de flutuação, na qual, uma tensão de referência especificada para a bateria será menor do que a tensão máxima adotada como referência, e o controlador opera em Modo de Controle de Tensão - MCT com esta nova referência.

4.1.1 Controle em Modo de Tensão do *Buck-Boost* a quatro chaves com e sem Limitação de Corrente

O controle em modo de tensão visa impor a tensão na saída do conversor impondo diretamente a razão cíclica da chave, a partir de uma lei de controle realimentado, que é função do erro entre a tensão medida e a referência. O controle clássico de conversores c.c.-c.c. utiliza modelos linearizados de pequeno sinais [30]. A escolha do controlador (normalmente Proporcional Integral - PI ou Proporcional Integral Derivativo – PID) é pautada por características desejáveis de desempenho e robustez de sistemas lineares em malha fechada, tais como, Margem de Fase, Margem de Ganho e Faixa de Passagem.

A Figura 4.1, baseada em [30], apresenta um diagrama de blocos em malha fechada utilizando o controle em modo de tensão (*MCT*). É função do controlador impor características dinâmicas desejadas em malha fechada e rejeitar perturbações da tensão de entrada e da carga do conversor.

O método *MCT* é largamente utilizado para efetuar controle em conversores estáticos de potência. O controlador ou compensador recebe o sinal amostrado da tensão, e ajusta a razão cíclica mediante o sinal de saída do controlador PI ou PID, comparado com uma onda dente de serra (onda portadora), quando se utiliza compensadores analógicos. Os ganhos proporcionais, tempos de integração e derivação devem ser ajustados para garantir estabilidade, robustez do conversor e controlador, e ainda, desempenho satisfatório, como por exemplo, tempo de resposta, *overshoot*, erro em regime estacionário na dinâmica da regulação. Ferramentas como fator K, desenvolvido por [31], devem ser utilizadas para

determinar as frequências de pólo e zero do sistema, a fim de, determinar os ganhos do compensador.

As variáveis apresentadas na Figura [28] são: $\hat{V}_{ref}(s)$ pequeno sinal da tensão de referência, $\hat{V}_g(s)$, $\hat{I}_{LOAD}(s)$, são perturbações da tensão de entrada do painel pela mudança da irradiação solar, temperatura (tensão de *MPPT*) e variação da corrente pela mudança dos estágios de carga da bateria e variação da tensão de entrada por efeitos térmicos do painel fotovoltaico, respectivamente. $G_{vd}(s)$ é a Função de Transferência do conversor, $\frac{1}{V_M}$ a amplitude da onda portadora do *PWM* (dente de serra ou triangular) (5V), $G_c(s)$ é a Função de Transferência do controlador, normalmente PI ou PID e $H(s)$ é a Função de Transferência do sensor de medição, normalmente um ganho.

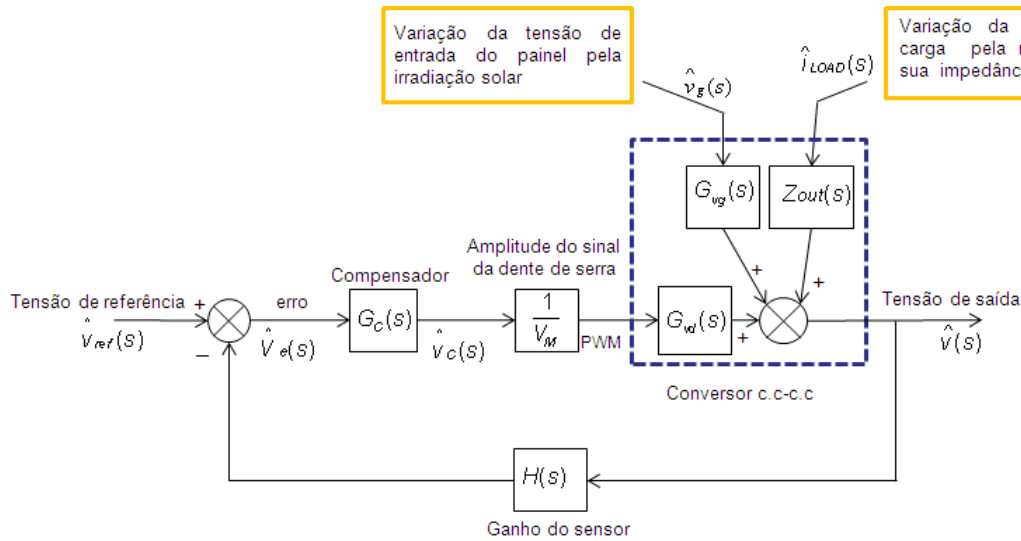


FIGURA 4.1: Sistema em malha fechada de um conversor operando em modo de tensão.

A Função de Transferência da malha é dada:

$$T(s) = G_c(s) \cdot \frac{1}{V_M} \cdot G_{vd}(s) \quad (15)$$

O pequeno sinal da tensão de saída pode ser escrito como:

$$\hat{V}(s) = \frac{G_{vd}(s) \cdot G_{vg}(s)}{1 + T(s)} \hat{V}_{ref} + \frac{T(s)}{H(1 + T(s))} \hat{V}_{ref} + \frac{Z_{out} \cdot \hat{I}_{LOAD}}{1 + T(s)} \quad (16)$$

O projeto do controlador $G_c(s)$ determina o comportamento do sistema em malha fechada, visando dar estabilidade, robustez e desempenho dinâmico ao sistema. Em outras palavras, de acordo com [30], o sistema de controle deverá atender às especificações do projeto, atenuando os efeitos das perturbações, oferecendo boa resposta transitória e sendo assintoticamente estável, ou seja, a saída converge para o valor de referência. Distúrbios, como entrada e saída de carga, variação de tensão de alimentação, ruídos de medição, etc., são características que conversores c.c.-c.c. estão susceptíveis a todo momento. O sistema de controle $G_c(s)$ a ser projetado deverá alocar os pólos do sistema em malha fechada nas frequências desejadas, de forma que, leve a dinâmica desejada do sistema em malha fechada sem excitar eventuais zeros da planta que se encontrem no semi-plano direito do plano complexo.

O tempo de resposta e máximo *overshoot* (sobrepassagem) são critérios que definem a Margem de Fase e a Faixa de Passagem do sistema em malha fechada. Isto deve ser obtido respeitando os limites do conversor e da fonte de alimentação.

O sistema em malha fechada na relação entre o valor de referência e saída é, em essência, um filtro passa-baixa com ganho estático unitário, ou seja, a função de transferência da malha deve apresentar ganhos elevados em baixas frequências e ganhos atenuados para altas frequências. Com isto, obtém-se estabilidade assintótica e ao mesmo tempo, rejeição das dinâmicas de alta frequência como, por exemplo, ruídos de medição. Ainda, na relação entre perturbações e saída, busca-se o contrário: atenuação na faixa de frequência das perturbações (baixas frequências).

O compensador atrasador PI é usado para incrementar os ganhos em baixas frequências, de tal modo a, obter erro nulo em regime estacionário. Deve-se ter cuidado para que o efeito de atraso de fase seja bastante atenuado na frequência de *crossover* para não comprometer a Margem de Fase do Sistema. A parte do compensador de ganho $G_c(s)$ em alta frequência, normalmente um PD, é escolhida para obter a frequência de cruzamento e, conseqüentemente, a Faixa de Passagem desejada. A faixa de passagem e margem de fase devem ser compatíveis com as características do conversor e da alimentação. Em resumo, compensadores de avanço e atraso de fase (PID) são combinados para se ampliar a faixa de passagem e garantir erro em regime permanente igual à zero. Em baixas frequências o

controlador integra o sinal de erro, levando o sistema a um grande ganho de malha em baixas frequências e um erro em estado estacionário da tensão de saída tendendo a zero. Nas altas frequências, em torno da frequência de *crossover*, o compensador introduz avanço de fase em malha fechada, elevando o valor da margem de fase do sistema.

Para o carregamento de uma bateria são dois os modos de operação do controlador. O primeiro é de regulação de tensão, com uma referência constante, fixada em 14,5V. Este modo opera sempre que a tensão da bateria estiver abaixo da tensão de corte. Acima da tensão de corte tem-se a carga rápida com o controle *MPPT* até quando a tensão na bateria atingir o valor máximo de 14,5V. Então, entra-se no modo de sobrecarga, usando-se novamente o controle em tensão. A partir deste ponto, a corrente começa a decrescer e quando a mesma atingir um valor mínimo predefinido entra-se no modo flutuação, com a regulação de tensão usando um valor de referência abaixo da tensão máxima.

A Figura 2.11 do Capítulo 2 mostra como devem ser a corrente e a tensão fornecida à bateria na saída do conversor. O sistema de controle do conversor *Buck-Boost* a quatro chaves deverá garantir este perfil no carregamento da bateria. Considerando que, a bateria encontra-se descarregada, com uma tensão abaixo da tensão de corte, o sistema irá impor uma tensão fixa de entrada para o carregamento e uma limitação de corrente abaixo de 10% da corrente, dependendo da especificação da bateria, o que corresponde ao 1º Estágio de carregamento. Assim, faz-se o controle da tensão com limitação de corrente - MCTLC. Quando a tensão na bateria atinge o valor de tensão de corte, inicia-se a carga rápida com um controle do tipo *MPPT*, que será descrito no Capítulo 4.1.2. Isto corresponde ao 2º. Estágio (carga rápida). Quando a tensão máxima da bateria for atingida, tipicamente de 14,5V para baterias chumbo ácido, entra-se no 3º Estágio (sobrecarga), no qual, o controle passa a ser do tipo MCT com a tensão máxima como referência. Monitora-se a corrente da bateria e quando esta decrescer e atingir o valor mínimo estabelecido pelo fabricante inicia-se o 4º Estágio (flutuação), mantendo assim, uma referência de tensão para o MCT abaixo da tensão máxima, também especificada pelo fabricante da bateria.

A Figura 4.2 mostra uma simulação do comportamento do carregamento da bateria operando nos quatro estágios de carga. Note que, a simulação durou alguns

segundos, enquanto a carga de baterias de chumbo-ácido na realidade leva horas. O sistema simulado usou um capacitor de 0,5F em lugar da bateria para reduzir a escala de tempo do armazenamento de energia e realizar a simulação em tempo reduzido.

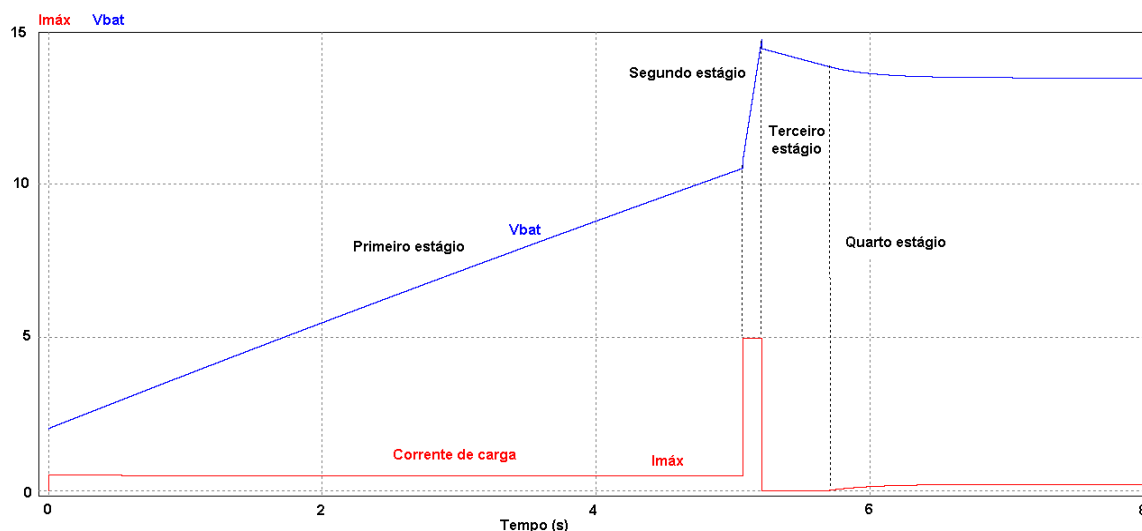


FIGURA 4.2: Carregamento de bateria nos quatro estágios proposto.

No primeiro estágio, a tensão da bateria encontra-se bem abaixo de 10,5V e a corrente imposta na bateria é pequena em comparação com a corrente nominal (carga lenta). De acordo com os fabricantes das baterias este carregamento deverá durar cerca de 10 horas com uma corrente limitada em no máximo 10% do valor nominal da bateria. O segundo estágio é quando a bateria encontra-se com a tensão acima de 10,5V. O sistema impõe a máxima corrente disponível no painel, dimensionada em um valor de 30 a 40% da corrente nominal da bateria. Quando a bateria atinge a tensão de 14,5V a referência de tensão passa a ser de 13,8V. Nesta simulação, não aparece o estágio de sobrecarga e passa-se diretamente ao quarto estágio, de flutuação.

Na Figura 4.3, mostra a simulação do carregamento da bateria com perturbação (entrada de carga) quando o sistema encontra-se no 4º Estágio (modo de flutuação). Neste estágio, será aplicada uma carga com pequeno valor de resistência. Percebe-se que, quando ocorre a entrada de carga no instante de 20s, o controlador limita a corrente máxima para proteger a bateria, visto que, a tensão na bateria é maior que 10,5V. Como na simulação mostrada não há entrada de energia dos painéis, o sistema não consegue mais impor a corrente demandada pela carga,

fazendo com que a tensão no barramento da bateria diminua até 10,5V. Em um determinado instante, em que a tensão da bateria se torna menor do que 10,5V, o compensador deverá mudar a referência da corrente de carga para o valor de 10% da CAh a fim de não comprometer a bateria. Neste caso, o sistema deverá retirar a carga do barramento c.c. abrindo, por exemplo, o contato de um relé ou acionando uma chave eletrônica para que a bateria não se descarregue de maneira profunda, diminuindo-a vida útil. Se a tensão da bateria for igual ou maior do que 10,5V, o compensador deverá mudar a referência da corrente de carga para o valor de 30% a 40% da CAh, ou seja, o sistema entrará no estágio de carga rápida no modo de *MPPT*. Assim que a bateria retornar à tensão nominal de 13,8V a carga será religada ao barramento c.c.

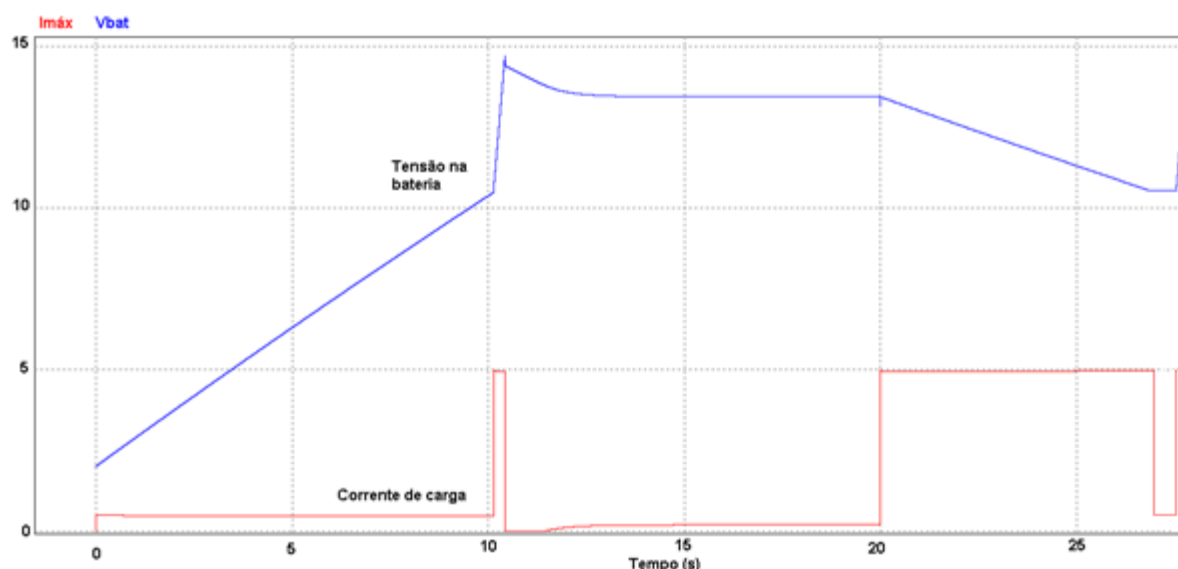


FIGURA 4.3: Simulação do sistema de carga da bateria chumbo-ácido com perturbação.

O sistema proposto para este trabalho deverá limitar a máxima tensão de saída do conversor, conforme será visto posteriormente. Através de um pino dedicado de entrada do controlador digital ou do barramento I2C, é possível controlar a máxima corrente de carga pelo valor de tensão aplicado nesta entrada analógica ou pelos dados de acesso dos registros enviados pelo barramento I2C. Será utilizado um microcontrolador para monitorar a tensão da bateria e um circuito lógico com amplificadores operacionais, a fim de, controlar a tensão nesta entrada.

A Tabela V apresenta os modos de operação do conversor com respectivos estados das chaves.

Tabela V: Modos de operação do conversor de quatro chaves

Modo de operação	Q1	Q2	Q4	Q3
Buck	D1	1-D1	1	0
Boost	1	0	1-D2	D2
Buck-Boost	D1	1-D1	1-D2	D2

4.1.2 Controle *MPPT* do *Buck-Boost* a quatro chaves

O diagrama de blocos da Figura 4.4 mostra um conversor c.c.-c.c. sendo comandado por um controlador *on-off*.

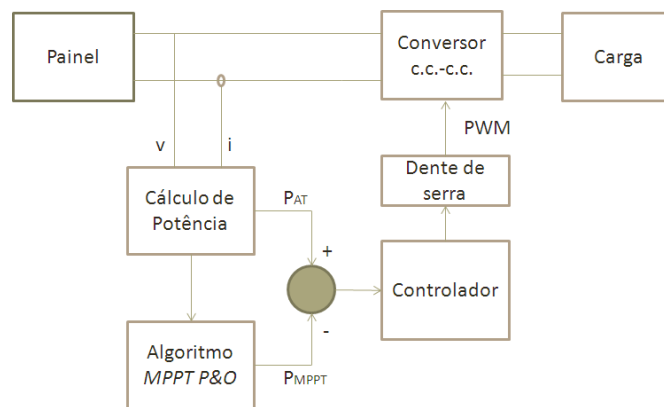


FIGURA 4.4 - Diagrama de Blocos do Sistema de Controle *MPPT*.

A potência máxima (P_{MAX}) menos a potência atual (P_{AT}) é o erro de potência que atua no controlador *on-off*, ligando ou desligando a chave do conversor, respeitada um valor de histerese. Observa-se que, a carga não possui um sistema de controle de tensão e corrente, sendo que, o conversor c.c.-c.c. fornecerá uma potência máxima de saída limitada apenas pela impedância da carga.

Geralmente, a topologia *Buck* é utilizada para fornecer a alimentação às baterias, visto que, quando este conversor trabalha em modo de condução contínua

tem característica linear. Isso simplifica muito a operação, pois, o controlador do *MPPT* pode ser implementado, operando diretamente no ciclo de trabalho D . Como visto, a topologia *Buck-Boost* tem dinâmica não linear e operar diretamente no *dutycycle* do conversor para regular a tensão baseado em modelos linearizados podendo produzir resultados inesperados, especificamente nos altos valores da razão cíclica D . Para corrigir este problema nos conversores que têm respostas não lineares, recomenda-se utilizar um compensador proporcional-integral (PI) na saída do *MPPT* para comandar a chave [32].

Há um problema que pode surgir quando se utiliza um conversor *Buck*. Se a tensão de alimentação estiver abaixo, igual ou pouco acima da tensão do barramento c.c. das baterias, e considerando as quedas de tensões nos componentes eletrônicos, como diodos de proteção que a tensão direta V_F encontra em torno de 1V, o conversor *Buck* poderá ter dificuldade para impor a tensão necessária para carregar as baterias. Diversos trabalhos nas literaturas aborda a utilização de conversores *SEPIC* e *ZETA*, a fim de, resolver o problema do conversor *Buck* no carregamento de baterias a partir de sistemas fotovoltaicos.

O diagrama de blocos da Figura 4.5 mostra um conversor c.c.-c.c. *Buck-Boost* a quatro chaves de potência, sendo comandado por circuito de controle de *MPPT*. $D1$ e $D2$ são os *PWMs* para controlar os braços *Buck* ou *Boost*. O sistema ainda apresenta realimentação da tensão e corrente de saída. Esta realimentação é importante pelo fato de que o sistema de controle pode controlar a corrente e tensão de saída do conversor para carregar o banco de baterias de maneira recomendada no Capítulo 2.

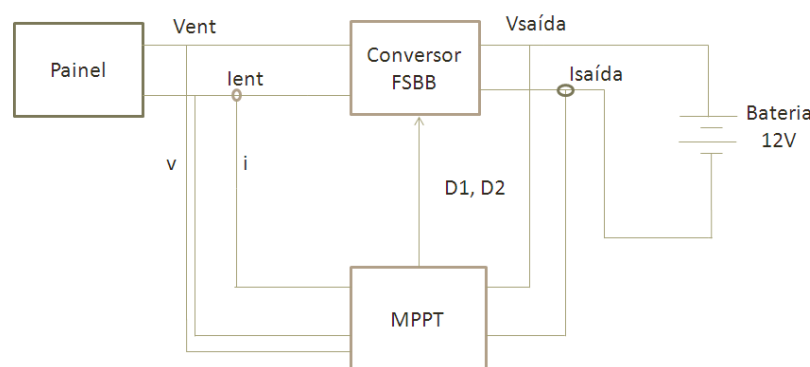


FIGURA 4.5: Diagrama de Blocos do Sistema de Controle de um conversor c.c.-c.c. *Buck-Boost* a quatro chaves.

O sistema de controle mais simples é manter o valor de $D1=D2$, que é idêntico ao conversor *Buck-Boost* tradicional, que é chamado de esquema de controle de um modo. No entanto, como todos os interruptores são chaveados em alta frequência, o conversor apresentará altas perdas de chaveamento e baixo rendimento. Ainda, alguns esquemas de controle para o conversor *FSBB* são apresentados por [20].

De acordo com [33], tradicionalmente, a metodologia de controle de conversores c.c.-c.c. tem sido o controle analógico. Nos últimos anos, os avanços tecnológicos na integração de larga escala (VLSI) permitiram que os conversores c.c.-c.c. fossem controlados com técnicas digitais utilizando microcontroladores e processadores de sinais digitais (*DSP*). As principais vantagens do controle digital sobre controle analógico é a robustez e imunidade às alterações ambientais, como a temperatura e envelhecimento dos componentes, maior flexibilidade, pois, o software poderá ser alterado sem necessariamente alterar o hardware, implementação de técnicas avançadas de controle e os ciclos de projeto mais curtos. Geralmente, os *DSPs* têm mais poder computacional do que os microcontroladores. Portanto, algoritmos de controle mais avançados podem e devem ser *implementados* em um *DSP*.

4.2 Circuito de Controle do *Buck-Boost* a quatro chaves

Neste capítulo serão descritas as soluções de hardware para as três situações necessárias para o carregamento de baterias chumbo-ácido. Há soluções baseadas em hardware dedicado e outras utilizam sistemas microcontrolados. Diversos fabricantes como a *MICROCHIP* apresenta *ANs* (*Application Notes*) sobre *MPPT* e carregamento de baterias utilizando microcontroladores comerciais e de baixo custo. A solução baseada em microcontrolador permite maior flexibilidade no sistema de controle do *MPPT* e do sistema de carga do banco de baterias, visto que, as mudanças serão feitas em software. Mas, este sistema de controle apresenta alguns desafios. Nos sistemas microcontrolados o controle será desenvolvido em software. O sistema de compensação deverá levar em consideração o tempo de atraso que os sistemas digitais apresentam quando amostram uma variável. Tempos de varredura e frequência de *clock* em sistemas microcontrolados são fundamentais

para garantir a atualização das variáveis, a fim de, manter um sistema estável e controlável. Os ganhos das malhas de controle PI ou PID desenvolvidos no software, normalmente são declarados como sendo variáveis do tipo *float*. O sistema de controle microcontrolado deverá amostrar o sinal de realimentação do conversor em uma entrada analógica. Este sinal analógico convertido em digital será uma referência para as malhas de controle atuarem nas razões cíclicas dos sinais *PWM* dos comandos das chaves do conversor.

A Figura 4.6 mostra a interação dos periféricos externos, como: sensores de tensão e de corrente, transceptores, display, etc. E na Figura 4.7, é apresentado um diagrama de blocos do sistema integrado *MPPT* com o controlador de carga de bateria.

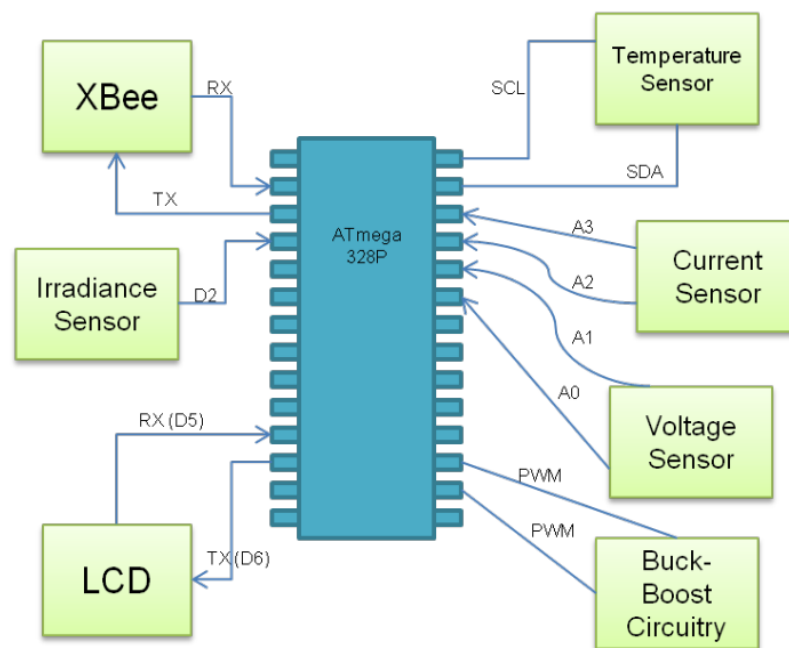


Figura 4.6: Esquema de uma interface entre periféricos externos e um microcontrolador [34].

A utilização de um microcontrolador torna o sistema mais flexível, visto que, a maioria dos microcontroladores básicos e comerciais possuem portas dedicadas como, *PWMs*, *ADC*, *I2C*, *UART SPI*, *USB*, entre outras que, possibilitam a interface com diversos tipos de sensores e transdutores.

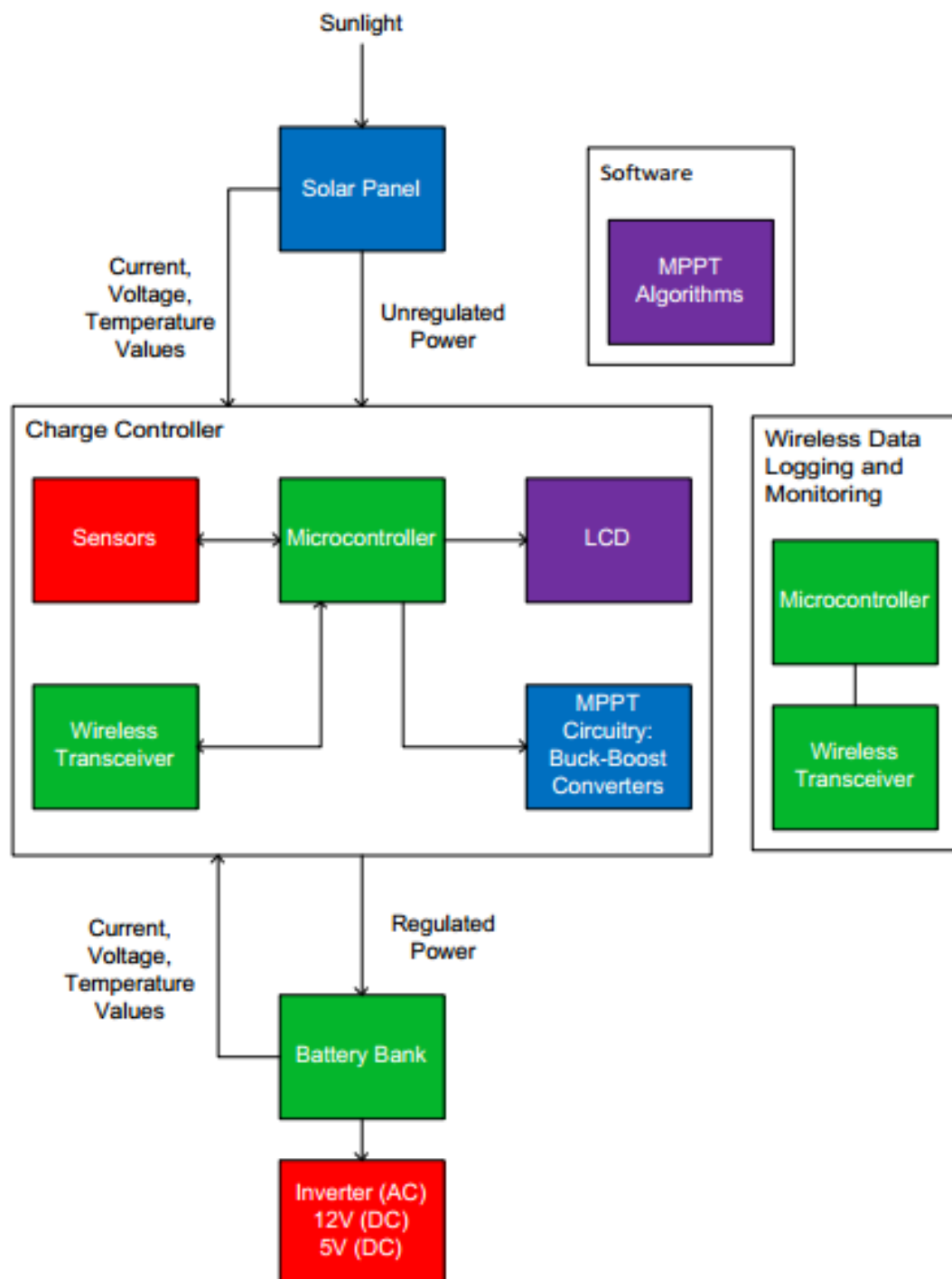


Figura 4.7: Diagrama de Blocos de um sistema integrado de *MPPT* com controlador de carga para baterias utilizando um microcontrolador [34].

Outra solução encontrada consiste em utilizar *chips* dedicados para efetuar o controle do *MPPT* e carregamentos de baterias. Fabricantes como a *STMicroelectronics*, *Linear*, *Texas Instruments*, etc. têm desenvolvido componentes de alta eficiência dedicados com um bom custo/benefício e de fácil aquisição.

Dependendo da potência a ser utilizada, esses componentes incorporam chaves internas, a fim de, minimizar as perdas de comutação e quedas de tensão. Outras funções como proteção de sobre corrente, sobre tensão, sobre temperatura, polaridade invertida, frequência fixa ou ajustável, partida suave, etc. são encontradas nestes controladores digitais.

Para o controle do conversor c.c.-c.c. foi escolhido o circuito integrado SM72445 da *Texas Instruments* que é um controlador programável para rastreamento do ponto de máxima potência com frequência e *PWM* ajustável. Este controlador de *MPPT* consegue comandar os quatro interruptores do conversor *Buck-Boost*, além de, possuir um algoritmo chamado *Panel Mode (PM)* que ativa o conjunto de interruptores ligando a tensão de entrada do painel diretamente a saída do conversor, quando a tensão de entrada for igual à tensão de saída, com a finalidade de otimizar o desempenho do conversor, visto que, a carga ficará praticamente conectada diretamente no barramento do painel. A Figura 4.8 mostra um exemplo de um circuito de aplicação retirado de [35]. O SM72445 utiliza um avançado controlador digital para gerar os comandos *PWM*'s que ativam as chaves. O algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT*) monitora a tensão e corrente de entrada e controla a largura do pulso do sinal *PWM* para maximizar a potência retirada do painel fotovoltaico. De acordo com [35], o desempenho é muito rápido. A convergência do ponto de máxima potência (*MPP*) ocorre em 0.01 segundos. Isso permite que o controlador mantenha um ótimo desempenho para mudanças rápidas da irradiação solar.

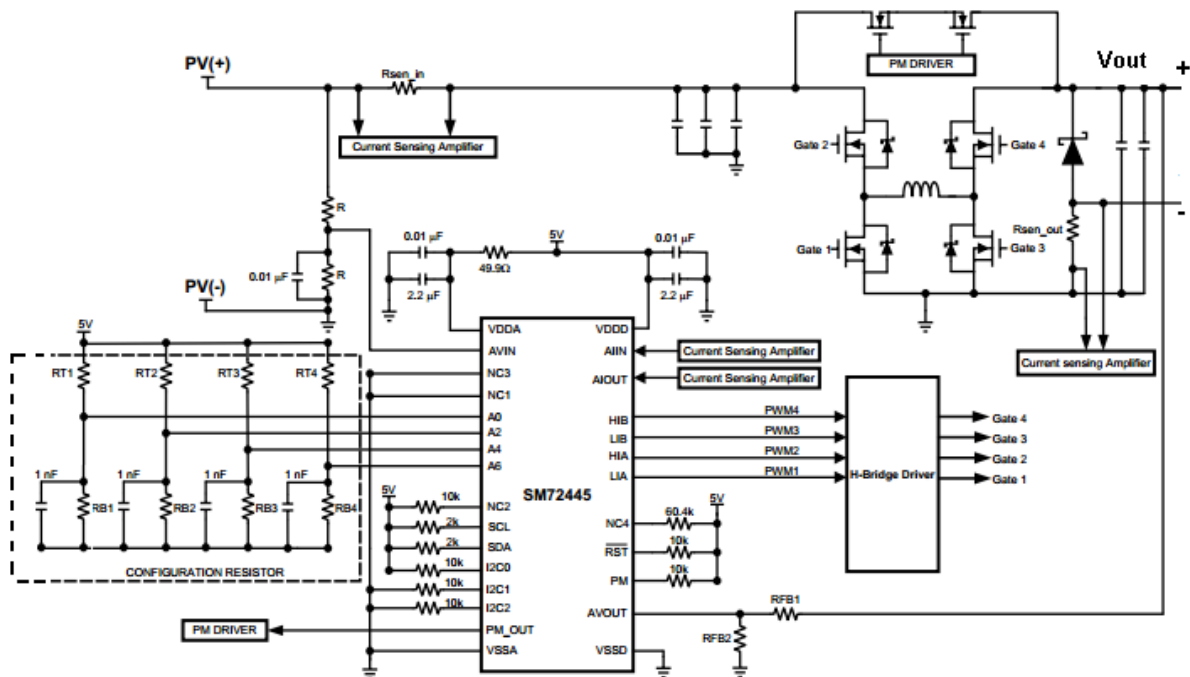


FIGURA 4.8: Circuito de aplicação do SM72445 [35].

As transições entre o modo *Buck*, *Boost* e *Painel* são efetuadas de forma suave. O controlador digital ainda integra a função de limitação de corrente, capacidade de lidar com curto-circuito e condições sem carga, e irá recuperar seu funcionamento suavemente em ambas as situações. Alguns artigos e trabalhos, como [27], utilizam o modo *painel* (*By-Pass*) acionando duas chaves da ponte H. Considerando o circuito da Figura 3.6, para ligar no modo *painel* deve-se ativar as chaves S1 e $\overline{S2}$ simultaneamente. Percebe-se que, ao acionar estas chaves a resistência do indutor ficará entre a tensão de alimentação e a tensão de saída. Outros trabalhos utilizam chaves *By-Pass* para conectar a tensão de entrada a tensão de saída, visto que, dependendo do *MOSFET* utilizado sua resistência entre o (*dreno-source*) se encontra em poucos mOhms, o que dependendo do valor da corrente consumida, sua queda de tensão V_{DS} poderá ser desprezada.

No entanto, o controlador SM72445 não necessita de chaves dedicadas para a implementação do modo *painel*. As quatro chaves poderão ser controladas para a ativação deste modo. Uma chave *By-Pass* poderá ser usada para aumentar a eficiência do conversor. A configuração deste modo de operação do *painel* será configurada na entrada analógica A2. Ainda a entrada A2 permite configurar o valor da frequência do *PWM* que irá comandar as chaves *Buck-Boost*. Este canal analógico poderá ser configurado por divisores de tensão com resistores de

precisão. A Tabela VI, mostra os valores de tensão a ser colocado no pino A2 com respectivos valores de frequência e modo de operação do painel, com chave auxiliar *By-Pass* ou chaves da ponte H.

Tabela VI: Configuração da entrada analógica A2

A2	Configuração da frequência do PWM	Modo de operação do painel (PM)
4,69 V	220KHz	Utiliza chave dedicada para modo painel
4,06 V	220KHz	Utiliza chave dedicada para modo painel
3,44 V	110KHz	Utiliza a ponte H para o modo painel
2,81 V	137KHz	Utiliza a ponte H para o modo painel
2,19 V	220KHz	Utiliza a ponte H para o modo painel
1,56 V	110KHz	Utiliza chave dedicada para modo painel
0,94 V	137KHz	Utiliza chave dedicada para modo painel
0,31 V	220KHz	Utiliza chave dedicada para modo painel

O Fluxograma da Figura 4.9 mostra o funcionamento básico do controlador digital utilizado neste trabalho. Percebe-se que, quando energiza o controlador é ativado o reset e logo se inicia a partida suave, a fim de, calcular o *MPPT* ou ativar o modo painel baseado nos valores de corrente.

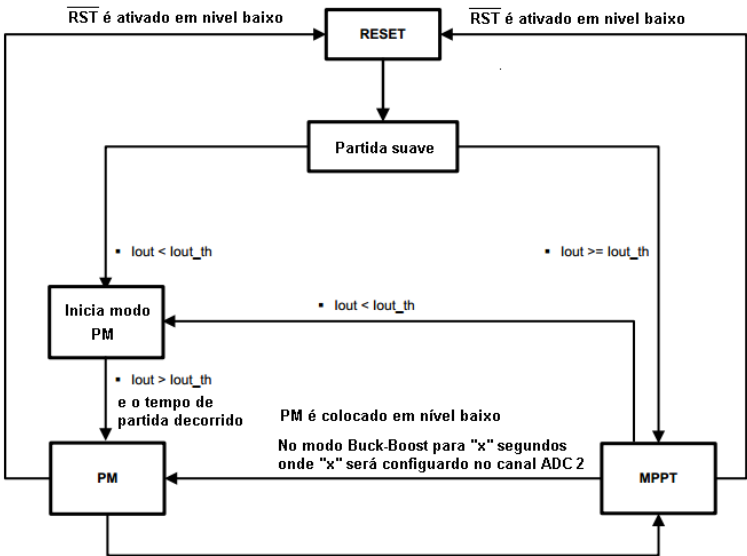


FIGURA 4.9: Fluxograma do funcionamento do CI SM72445 [35].

Após o controlador ter o seu *reset* ativado em nível lógico baixo, a partida suave da tensão de saída inicia-se em forma de uma rampa, com valor de tempo de 250ms a 500ms dependendo da configuração de frequência de chaveamento selecionado no pino A2. A Figura 4.10 mostra a resposta da tensão de saída quando o controlador foi energizado.

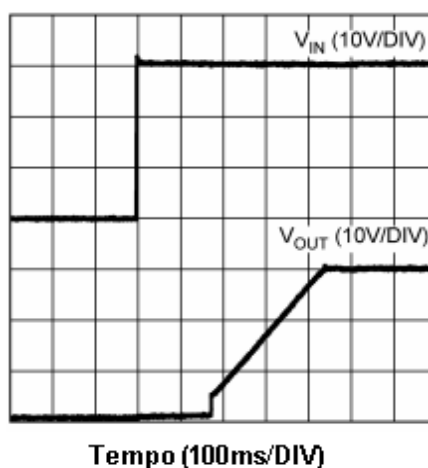


FIGURA 4.10: Sequência de inicialização do SM72445 [35]

Se não for medida nenhuma corrente de saída no tempo de inicialização o controlador ativará o pino *PM*, a fim de, colocar o conversor no modo *By-Pass* por 60 segundos. Se acontecer qualquer variação de potência, por exemplo, pela carga ou pela irradiação solar durante esse tempo, o controlador não rastreará o *MPPT*.

O CI SM72445 utiliza algoritmo (Perturba e Observa) P&O para executar o *MPPT*. O Controlador utilizado possui frequência programável de 110KHz, 137KHz ou 220KHz e necessita de apenas um indutor para as 4 chaves. O módulo I2C permite configurar diversas funções, além de, poder utilizar até 7 CIs como escravos em um barramento mestre comandando, por exemplo, por um microcontrolador. A Figura 4.11 mostra o diagrama de blocos do CI SM72445, consistindo de dois blocos, um analógico e outro digital. O Bloco ADC é responsável por fazer as leituras das tensões e correntes de entrada e saída (V_{in} , I_{in} , V_{out} e I_{out}) e os pinos A0 a A6 permitem configurar o seu modo de funcionamento, limites de tensões e correntes de saída e o modo de operação *PM* (*By-Pass*). Esse bloco será configurado pelo nível de tensão colocado sobre os pinos de entrada. A maneira mais simples de configurar o controlador digital é utilizar resistores como divisor de tensão.

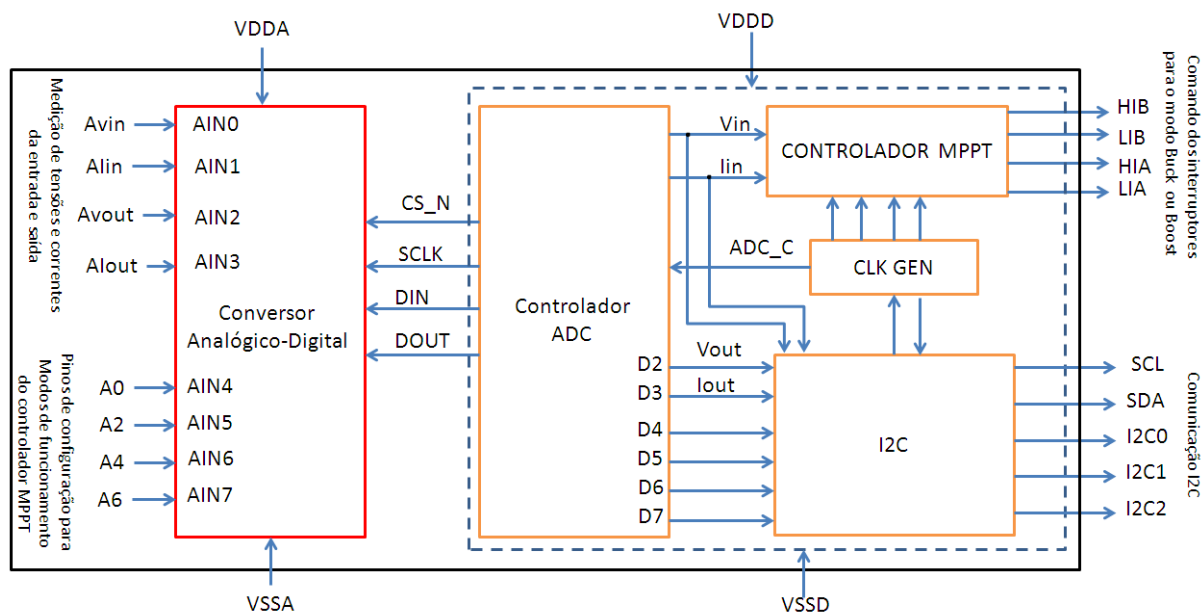


FIGURA 4.11 - Diagrama de Blocos do CI SM72445 baseado em [35].

O pino de entrada A0 permite limitar a máxima tensão de saída. A tensão no pino A0 é amostrada e armazenada no bloco ADC na alimentação do controlador. Este valor será utilizado após o *RESET* acontecer. Quando o sistema estiver no modo *MPPT* ou na inicialização, e enquanto o valor da tensão de saída amostrado no pino Avout estiver acima da tensão de referência configurada no pino A0, o ciclo de funcionamento do conversor será reduzido a cada atualização do *MPPT* (1 a 2ms) dependendo da configuração da frequência de trabalho do controlador digital. Quando o conversor estiver operando na inicialização do modo painel ou no modo painel (*PM*) não existe controle sobre a tensão de saída e o dispositivo não irá atuar na presença de uma tensão Avout superior à configurada pela entrada A0. Então, pode se concluir que, a configuração do pino A0 para um valor máximo de saída não garante um limite de tensão na saída do conversor quando o mesmo estiver operando no modo painel (*PM*). Portanto, o limite máximo da tensão de saída definido pela programação A0 só é válida se o valor for maior do que a tensão máxima de entrada (painel solar em circuito aberto). Se a proteção de sobre tensão precisar ser implementada, deve ser feito usando componentes externos. Por exemplo, um comparador de tensão com a sua saída ligada ao pino de reset do SM72445 é uma possível solução.

A máxima tensão de saída durante a operação de *MPPT* do controlador pode ser calculado por:

$$V_{OUT_MAX} = 5 \times \frac{RB1}{(RT1 + RB1)} \times \frac{(RFB1 + RFB2)}{RFB2} \quad (17)$$

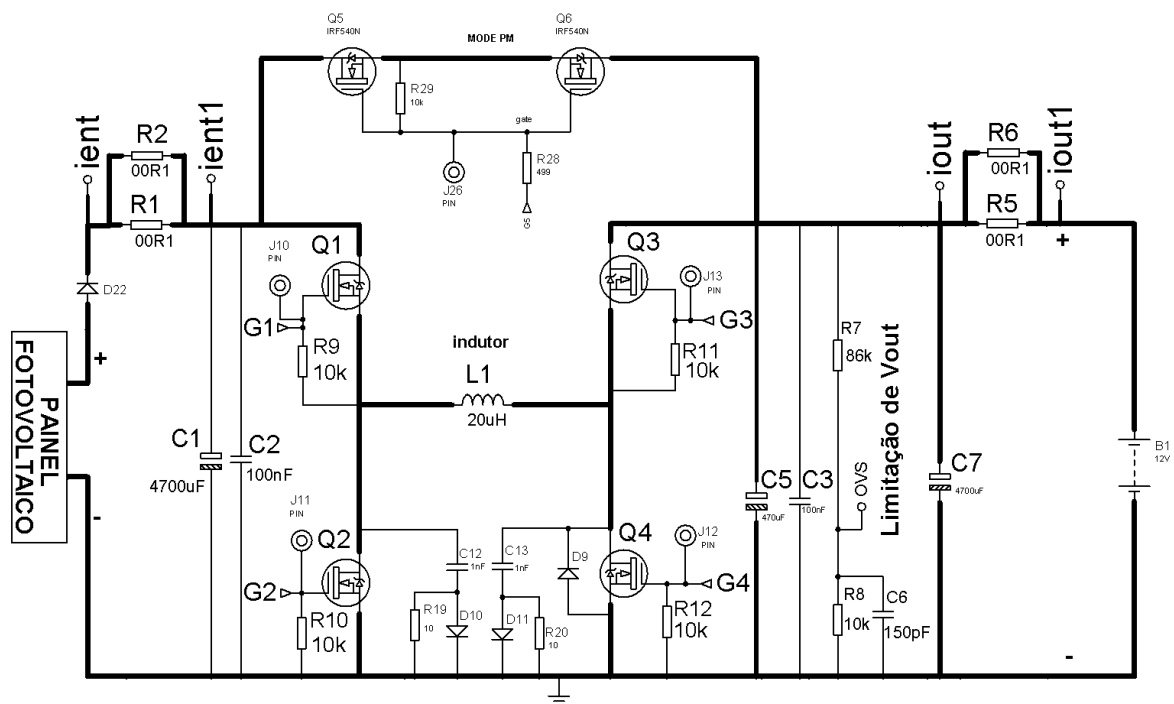
Onde *RT1* e *RB1* são resistores divisores de tensão no pino ADC A0 e *RFB1* e *RFB2* são os resistores divisores da tensão de saída. Um valor típico para *RFB2* é de cerca de 2 kΩ.

O controlador digital possui ainda a função de limitação do valor da corrente de saída. Este valor é configurado na entrada A4 do bloco ADC, por exemplo, com resistores divisores de tensão. O valor de sobre corrente é detectado quando a tensão medida no pino A1OUT é igual o valor da tensão configurado no pino A4.

O valor tensão da entrada colocado no pino A6 é responsável por configurar o tempo de subida e várias configurações do modo *PM*, como tempo de duração após a inicialização. Maiores detalhes para a sua configuração, verificar [35].

O controlador SM72445 possui um pino de *RESET* que é ativado em nível baixo. Ao ativar o modo de *RESET* todas as saídas das chaves incluindo a saída *PM* serão desativadas.

Na Figura 4.12 é mostrado o esquemático da etapa de potência com conversor *FSBB* utilizado neste trabalho. Além das chaves nesta etapa, encontram-se os circuitos de proteção *snubber*, resistores *shunt* para medição de corrente de entrada e saída do conversor e capacitores de filtro.



Para comandar os *MOSFET*'s, com uma velocidade rápida, é necessário utilizar um *gate driver*, com o intuito de liberar uma tensão V_{GS} (*gate-source*) de 10V. É possível ainda, utilizar um *gate driver* SM72295 para efetuar as medições de tensão e corrente de saída, conforme a Figura 4.13. Desta maneira, são adicionadas proteções para o sistema, visto que, o CI possui alguns pinos dedicados para proteção (maiores detalhes em [36]). Neste trabalho, foram feitas as medições de corrente e tensão na entrada e na saída do conversor, tanto pelo CI SM 72445, quanto pelo *gate driver* SM72295.

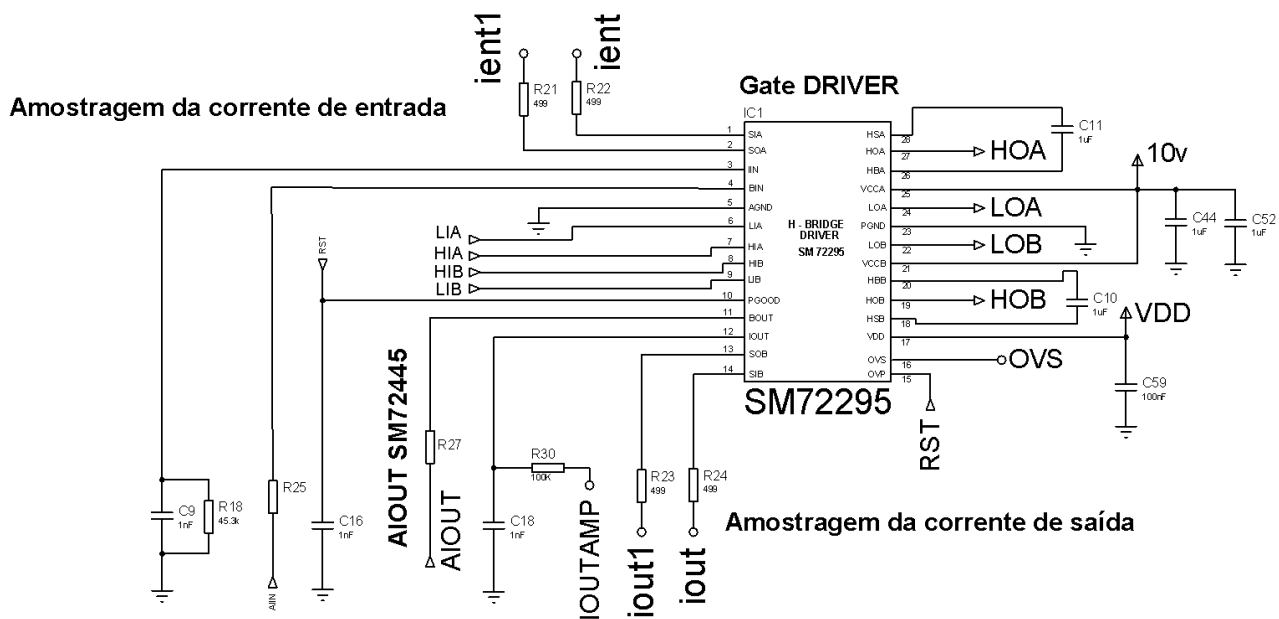


FIGURA 4.13: Esquemático da etapa do gate driver para comandar o conversor *FSBB*.

A Figura 4.14 apresenta o circuito o controlador digital para comandar o conversor de potência. Este sistema de controle amostra a tensão e corrente de entrada, e tensão e corrente de saída. Os sinais de comandos para o *gatedriver* que irá comandar as chaves são providas dos pinos LIA, HIA, LIB, HIB.

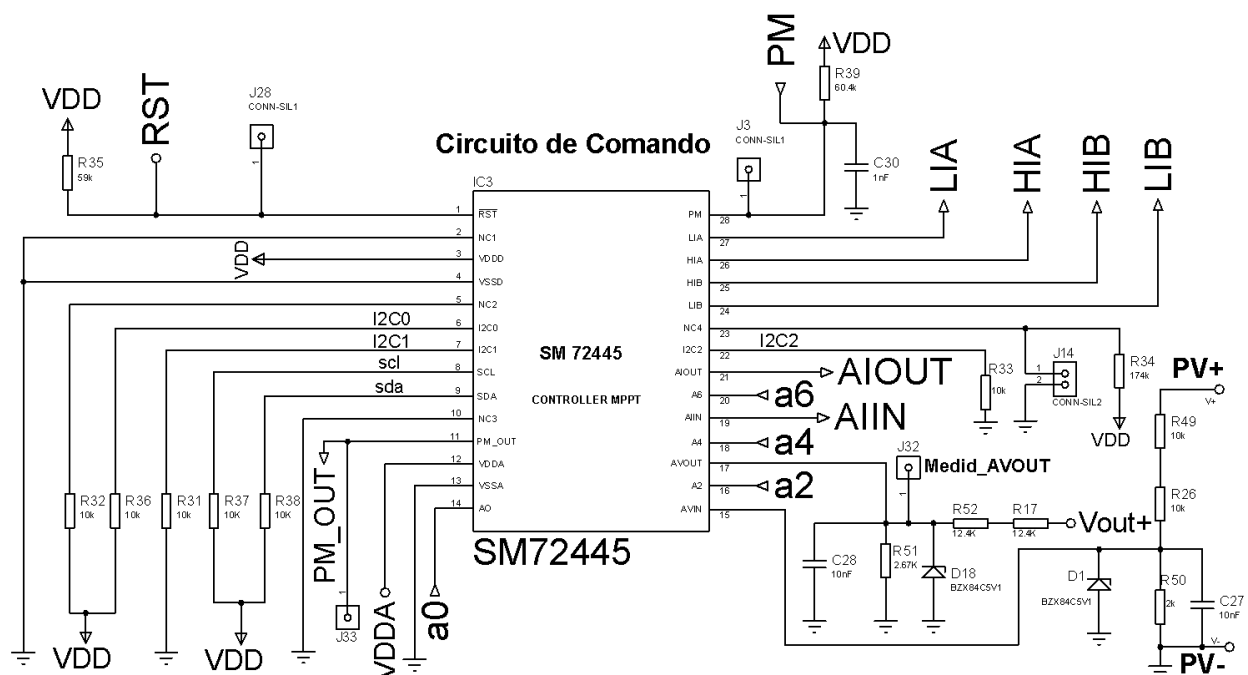


FIGURA 4.14: Esquemático da etapa de controle do conversor *FSBB*.

A Figura 4.15 mostra uma maneira padrão de configurar o modo de operação do controlador digital através de circuitos R-C's.

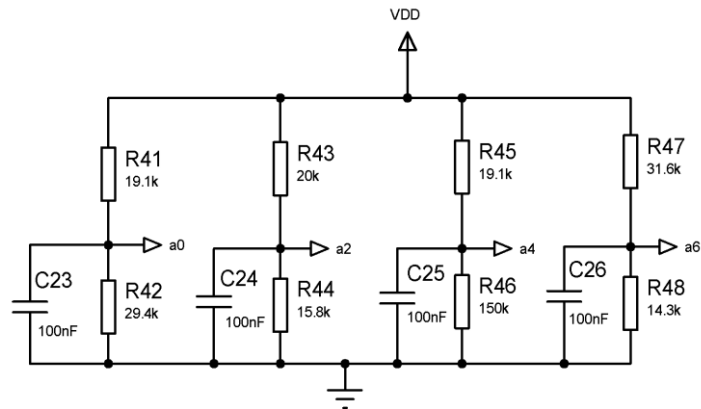


FIGURA 4.15: Configuração fixa das entradas analógicas.

E para comandar as chaves *By-Pass* será utilizado um *gate driver* SM72482. Como o acionamento destas chaves não possuem referência para o terra, deve-se utilizar esta configuração com um indutor de isolamento 1:1, conforme figura 4.16.

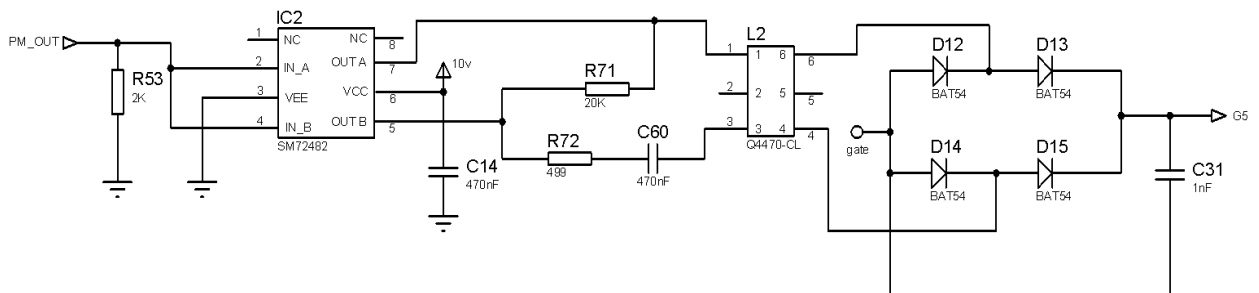


FIGURA 4.16: Esquemático para ativar a chave *By-Pass* do conversor *FSBB*.

Foi montado externamente um circuito com amplificadores operacionais que força o conversor a entrar no modo painel, conforme Figura 4.17. Desta maneira, o painel ficará ligado diretamente na carga, ou seja, protegendo o conversor para um determinado limite de corrente.

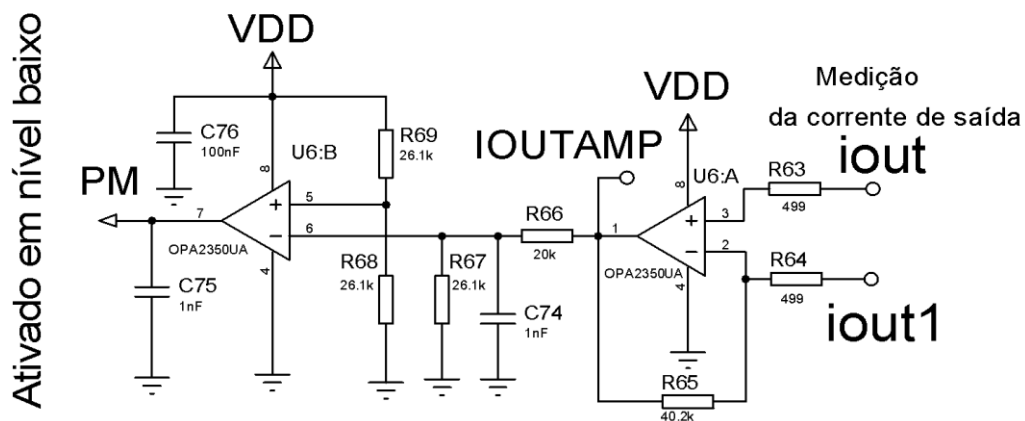


FIGURA 4.17: Circuito para forçar o conversor a entrar no modo PM.

Foi implementado um circuito de proteção do conversor para um determinado valor de corrente, a fim de desligar o conversor, como mostra a Figura 4.18.

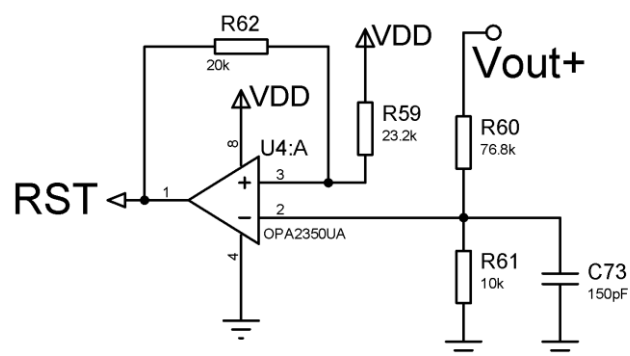


FIGURA 4.18: Circuito Limitador de Corrente.

Para proteger as chaves por aquecimento foi proposto o circuito da Figura 4.19. Os sensores de temperatura LM 35 deverão ficar apoiados no dissipador de calor. Quando a temperatura no dissipador for maior do que 60 °C o conversor será desligado pelo pino de *RESET* do SM72445.

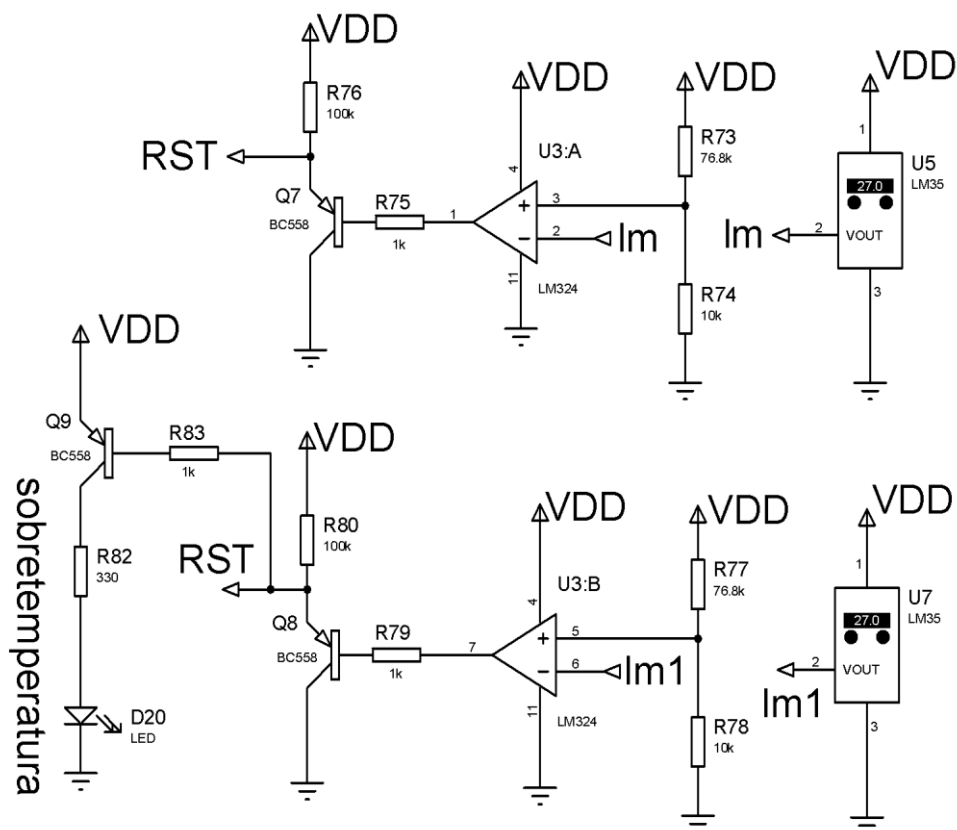


FIGURA 4.19: Circuito de proteção contra sobre temperatura nas chaves.

4.3 Conclusão

O presente capítulo explanou brevemente o sistema de carregamento de baterias utilizando tanto o controle em tensão com e sem limitação de corrente quanto a técnica de *MPPT*. Foram apresentados ainda, alguns conceitos básicos de controle de sistemas, critérios de estabilidade, análises da margem de fase e ganho e modo de operação em condução contínua e descontínua de conversores c.c.-c.c. de potência.

Foram citados os dois métodos de controle para o conversor utilizado: Modo de Controle em Tensão MCT e *MPPT*. O primeiro pode incorporar um limitador de corrente.

Os estágios de carregamento de baterias foram lembrados e simulações de carregamento da bateria foram demonstradas.

Foi igualmente apresentado um esquema para o *MPPT* de um conversor de *Buck-Boost* a quatro chaves.

No hardware para controle de *MPPT* e carregamento de baterias foram discutidas as vantagens e desvantagens dos sistemas utilizando microcontroladores, *DSP's* e controladores digitais dedicados. Conclui-se que os sistemas baseados em microcontroladores e *DSP's* são mais flexíveis, haja há vista que, apresentam diversas funções embutidas no seu hardware e que precisam ser configuradas e acessadas por software. Mas, dependendo da ferramenta utilizada, em especial os *DSP's*, o sistema poderá agregar um valor considerável de projeto. No entanto, fabricantes estão desenvolvendo bons controladores digitais dedicados de baixo custo e fácil acesso, a fim de facilitar projetos que envolvam *MPPT*, painéis fotovoltaicos, controladores de cargas de baterias, etc. Alguns *chips* dedicados apresentam diversas vantagens, como comunicação I2C, entradas analógicas e saídas *PWMs* com frequência de chaveamento relativamente elevada. Ainda neste capítulo, foi apresentado o funcionamento do controlador digital dedicado, bem como suas funções e recursos disponíveis.

CAPÍTULO 5

Resultados experimentais

5.1 O protótipo

Foi desenvolvido um protótipo, apresentado na Figura 2.3 e descrito especificamente nos capítulos 3 e 4. O protótipo tem por objetivo verificar o desempenho do conversor, baseado no controle do circuito integrado SM72445 visando a sua aplicação em *MPPT* e desenvolver um carregador de baterias integrado com um sistema fotovoltaico. Para a experimentação utilizou-se dois módulos fotovoltaicos da Isofotón de 50W de potência +/- 10% (I 50) ligados em série, sendo que cada módulo possui: tensão nominal de 12V, corrente de curto circuito $I_{sc} = 3,27A$, tensão de circuito aberto $V_{oc} = 21,6V$, corrente de máxima potência $I_{max} = 2,87A$, tensão de máxima potência $V_{max} = 17,4V$, além de, três condições de carga. A Tabela VII apresenta os resultados experimentais obtidos que foram realizados com cargas resistivas. Percebe-se que, para manter a máxima potência transferida para a carga, o conversor muda de operação baseado nas condições de carga e irradiação solar. Para a menor condição de carga o conversor controlado pelo SM72445 entrou no modo de operação *Boost*, para a maior condição de carga o conversor entrou no modo de operação *Buck*. Para a condição de carga intermediária o modo *PM* (modo painel) foi ativado. Note que, no modo *PM*, que ativa as chaves *By-Pass*, é o modo que possui maior rendimento, o que justifica o seu uso. No entanto, para sistemas de carregamento de bateria, este modo não poderá ser utilizado.

Os primeiros testes foram feitos em uma placa de validação do controlador digital SM72445 para verificar o funcionamento do *MPPT* em um painel fotovoltaico, sendo as configurações do controlador digital, feitas na entrada A4 para uma corrente limitada a 10A e conforme Eq. (17) uma tensão de saída máxima de 40V, e uma frequência de chaveamento de 200KHz. Além disso, testou-se a proteção de

tensão do SM72445 ajustado para uma tensão limite de 40 V. Sempre que a tensão de saída do conversor ultrapassa 40 V, o conversor limita a tensão, e a corrente de saída diminui. Consequentemente, o painel sai do ponto de máxima potência (*MPP*).

A Tabela VII apresenta resultados do conversor c.c.-c.c. operando nos três modos: *Buck*, *Boost* e *Painel*. Este conversor foi testado a partir de um painel fotovoltaico, o que constantemente mudava o modo de operação por motivo de variação da irradiação solar. A carga utilizada foi um banco de resistores de potência e as grandezas foram medidas com voltímetros e amperímetros digitais na entrada e saída do conversor. A potência de entrada, saída e eficiência do conversor foram calculadas de acordo com os valores de tensão e corrente amostradas no sistema.

Tabela VII: Resultados dos testes realizados no laboratório

Carga (Ω)	I _{ent} (A)	V _{ent} (V)	I _{saída} (A)	V _o (V)	P _{ent} (W)	P _{saída} (W)	η (%)	Modo
17	2,12	29	1,8	31,6	61,5	56,9	92,5	Boost
11	2,40	26,5	2,24	26,5	63,6	59,4	93,3	Painel
9	2,22	29	2,55	23,45	64,4	59,8	92,9	Buck

5.2 Conclusões

A realização de testes do conversor *Buck-Boost*, mostrou o funcionamento deste conversor operando nos três modos propostos mediante a condição de rastreamento do *MPP* e condições de carga. O teste realizado neste primeiro momento considerou apenas a condição de rastreamento do *MPP* dos painéis utilizados. Como a mudança de irradiação solar é muito rápida, tentou-se preservar, ao máximo, os dados obtidos nos instrumentos de medida, no entanto, pequenos desvios podem ter ocorrido.

Observou-se que o conversor *Buck-Boost* de quatro chaves com *MPPT*, entra nos modos de operação de maneira rápida quando a carga ou a tensão de entrada é alterada. Isto mostra que o conversor e seu sistema de controle respondem rapidamente as perturbações e as dinâmicas do sistema, o que é uma característica essencial para um sistema de alimentação a partir de painéis fotovoltaicos.

A segunda etapa de testes consiste em avaliar o desempenho do conversor com *MPPT* em um sistema de carga de baterias.

Detalhes da montagem estão no Apêndice 1.

CAPÍTULO 6

6.1 Conclusões Finais e Propostas para Continuidade

Neste trabalho apresentou-se estudos sobre painéis fotovoltaicos, técnicas de rastreamento de *MPPT*, conversores estáticos de potência e metodologia visando o carregamento de baterias para ser utilizado em uma microrrede. Sistemas fotovoltaicos é um forte candidato em energias alternativas para interligar em microrredes. No entanto, estes sistemas têm custos elevados e baixa produção de energia, por isso o sistema necessita efetuar o rastreamento de máxima potência dos módulos, extraíndo então, a máxima energia. Este ponto de máxima potência depende da irradiação solar, da impedância de carga e temperatura. Mudanças da irradiação solar acontecem a todo o momento, portanto, é importante que o rastreamento do *MPP* seja realizado constantemente e com respostas rápidas.

Foi realizado um breve comparativo dos conversores c.c.-c.c. clássicos não isolados. O conversor de potência é uma parte fundamental para a obtenção da máxima energia retirada do painel fotovoltaico. Conversores de baixo rendimento devem ser evitados, promovendo assim, a economia desta energia que depende de fatores ambientais, e não é constante todo o tempo. Foram apresentados conversores *Buck-Boost* com duas chaves controladas, porém, neste trabalho foi proposto o conversor *Buck-Boost* de quatro chaves controladas com a possibilidade de utilização de chaves *By-Pass*. Este conversor c.c.-c.c. tem sido estudado para aplicações nas quais, a faixa de tensão de entrada sofre grandes alterações. Outra vantagem deste conversor, em relação aos conversores c.c.-c.c. clássicos, é o rendimento, haja a vista que, é um conversor elevador ou abaixador de tensão dependendo do acionamento das chaves referentes ao modo *Buck* e ao modo *Boost*. Outra vantagem para melhorar a eficiência deste conversor é adicionar chaves de *By-Pass* para interligar a entrada com saída. Este acionamento será

realizado quando a tensão de entrada for igual ou próximo à tensão de saída. Desta maneira, o conversor de quatro chaves será desligado, o que diminuirá as perdas por chaveamento e comutação. Ainda foi apresentado o equacionamento do modelo em espaço de estado, para mostrar a relação da saída com a entrada e os *dutycycles* a serem colocados nas chaves.

Para controlar o funcionamento do conversor de quatro chaves e obter o máximo rastreamento de potência, foram discutidos os métodos utilizando microcontroladores, *DSP's* e controladores dedicados de *MPPT*. A proposta deste trabalho é fazer o *MPPT* utilizando um controlador digital específico para esta função. Diversos fabricantes têm apresentado soluções embutidas para facilitar o projeto de sistemas que envolvem conversores c.c.-c.c., energia fotovoltaica e carregamento de baterias. O sistema de geração de energia baseado em painéis solares, *MPPT* e conversores de potência c.c.-c.c., necessitam de armazenamento da energia retirada do painel. Este armazenamento se dá através das baterias de chumbo-ácido. Estas baterias devem ser monitoradas para efeito de carga e descarga para não diminuir sua vida útil que pode chegar a cinco anos, dependendo das condições de trabalho. O controlador utilizado neste trabalho não realiza o controle de carga e descarga de baterias chumbo-ácido, no entanto, permite este controle indiretamente, através das configurações do controlador ou através de comunicação I2C.

Enfim, este controlador é dedicado de *MPPT* para um conversor *Buck-Boost* a quatro chaves com ou sem chave externa para *By-Pass*. O conversor atuando com o controlador mostrou-se com desempenho e eficiência de potência acima de 92%. Como este controlador é dedicado, apresenta como desvantagem o não acesso direto de algumas variáveis de controle. No entanto, com a utilização deste controlador, novos projetos com energia fotovoltaicos poderão ser desenvolvidos com maior facilidade.

6.2 Propostas de Continuidade

Como sugestão para trabalhos futuros, pode-se citar:

- Amostrar os pontos de tensão e corrente a cada minuto em um teste de carregamento de baterias e fazer a aquisição destes dados para uma interface gráfica.
- Manipular as configurações do controlador digital SM72445 através da comunicação I2C.
- Estudar o compartilhamento de tensão e corrente de painéis interligados em série, paralelo e misto para interligar o conversor atuando com *MPPT*.
- Montar protótipos do conversor *Buck-Boost* a quatro chaves para realização do *MPPT* de cada painel fotovoltaico com a finalidade de interligar os mesmos para verificar o compartilhamento de potência de cada módulo.
- Desenvolver protótipos com controladores dedicados em uma rede I2C, controlando conversores *Buck- Boost*, a serem gerenciados por um dispositivo mestre, por exemplo, microcontrolador ou *DSP*.
- Estudar a possibilidade de adicionar conversores c.c.-c.a ao módulo de *MPPT*, para fornecer energia para uma pequena microrrede local.

Referências Bibliográficas

- [1] Li Zhongcheng. Yao Tong, **"Renewable Energy Basing on Smart Grid"**, *Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM)*, 6th International Conference on, vol, no, pp.1,4, 23-25 Sept, 2010.
- [2] Roggia, L. Rech, C. Schuch, L. Baggio, J.E. Hey, H.L. Pinheiro, J.R. **"Design of a sustainable residential microgrid system including PHEV and energy storage device,"** *Power Electronics and Applications, 14th European Conference on*, vol, no, pp.1,9, Aug. 30 - Sept. 1, 2011.
- [3] Siemens Energy. disponível em www.energy.siemens.com/hq/en/renewable-energy/. Acessado em 14/07/2013.
- [4] Cavallaro, C. Musumeci, S. Santonocito, C. Pappalardo, M, **"Smart photovoltaic UPS system for domestic appliances,"** *Clean Electrical Power, International Conference on*, vol, no, pp.699, 704, 9-11 June 2009.
- [5] Ogimi, K. Uchida, K. Yona, A. Senjyu, T. **"Optimal operation method for DC smart-house with smart grid considering forecasted error"**, *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), IEEE 8th International Conference on*, vol, no, pp.1126,1131, May 30 2011-June 3 2011.
- [6] R. Lasseter, **"Microgrid and Distributed Generation"**, *Journal of Energy Engineering*, American Society of Civil Engineers, Sep 2007.
- [7] STRZELECKI, Ryszard. BENYSEK Grzegorz. **"Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks"**, Springer.
- [8] Lasseter, R. H. Paigi, P. **"Microgrid: a conceptual solution"**, *Power Electronics Specialists Conference. PESC 04. IEEE 35th Annual*, vol.6, no, pp.4285,4290 Vol. 6, 20-25 June 2004.
- [9] Amin, N. Lam Zi Yi. Sopian, K. **"Microcontroller based smart charge controller for standalone solar photovoltaic power systems"**, *Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 34th IEEE*, 7-12 June 2009.
- [10] Chih-Chiang Hua, Chih-Wei Chuang, Chun-Wei Wu, Deng-Jie Chuang, **"Design and Implementation of a Digital High-Performance Photovoltaic Lighting System"**, *Industrial Electronics and Applications, ICIEA. 2nd IEEE Conference on*, vol, no, pp.2583,2588, 23-25 May 2007.

- [11] Godoy Simoes, M. Franceschetti, N. "A RISC-microcontroller based photovoltaic system for illumination applications", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC, Fifteenth Annual IEEE*, vol.2, no., pp.1151,1156 vol.2, 2000.
- [12] Nkashama, Cedrick Lupangu. "Maximum power point tracking algorithm for photovoltaic home power supply", Dissertation Master of Science in Electrical Engineering, University of KwaZulu-Natal, Durban, April, 2011.
- [13] Brito, Moacyr A. G. de, Junior, Luigi G, Sampaio, Leonardo P, Canesin, Carlos A. "Avaliação das Principais Técnicas para Obtenção de MPPT de Painéis Fotovoltaicos". Universidade Estadual Paulista – UNESP - 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010.
- [14] Seguel, Julio Igor López. "Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital". Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Agosto, PPGEE, 2009.
- [15] Onat, Nevzat. "Recent Developments in Maximum Power Point Tracking Technologies for Photovoltaic Systems". Hindawi Publishing Corporation International Journal of Photoenergy, Vol. 2010, 11 pages, International Journal of Photoenergy.
- [16] Zainudin, Hairul Nissah. Saad, Mekhilef "Comparison Study of Maximum Power Point Tracker Techniques for PV Systems", Proceedings of the 14th International Middle East Power Systems Conference (MEPCON'10), Cairo University, Egypt, December 19-21, 2010.
- [17] Manual Técnico (série 12V) NEWMAX. Disponível em www.newmax.com.br/baterias/br/pages/baterias_12v.asp; Acessado em 14/07/2013.
- [18] UNIPOWER - "Manual técnico: Bateria chumbo-ácido selada regulada por válvula", disponível em www.robocore.net/upload/ManualTecnicoBateriaUnipower.pdf. Acessado em 14/07/2013.
- [19] Trento. Arielton, Feldens. Alexandre Torchelsen - AN-08002 "Carregador de Baterias Tipo Chumbo Ácido com PIC16F876A", Toroid do Brasil, Versão 1.0 S. José dos Pinhais – PR, Jan / 2008.
- [20] Xiaoyong Ren, Zhao Tang, Xinbo Ruan, Jian Wei, Guichao Hua, "Four Switch Buck-Boost Converter for Telecom DC-DC power supply applications", *Applied*

Power Electronics Conference and Exposition, APEC. Twenty-Third Annual IEEE, vol., no., pp.1527,1530, 24-28 Feb. 2008.

[21] Orellana, M. Petibon, S. Estibals, B. Alonso, C. **"Four Switch Buck-Boost Converter for Photovoltaic DC-DC power applications"**, *IECON - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, vol., no., pp.469,474, 7-10 Nov. 2010.

[22] Taufik Taufik, Justin Arakaki, Dale Dolan, Makbul Anwari – **"Comparative Study of 4-Switch Buck-Boost Controller and Regular Buck-Boost"**, *Proceeding of the International Conference on Advanced Science, Engineering and Information Technology*, p.441-446, Malaysia, 14 - 15 January 2011.

[23] Design Note 499 **"High Efficiency 4-Switch Buck-Boost Controller Provides Accurate Output Current Limit"**, Linear Technology, 01/12/499.

[24] Design Note 369 **"Industry's First 4-Switch Buck-Boost Controller Achieves Highest Efficiency Using a Single Inductor"**, Linear Technology.

[25] M. Orellana, B. Estibals, A. Cid Pastor, Y. El Basri, L. Seguí e C. Alonso **"A High Efficiency Photovoltaic Conversion Chain based on a Four-Switch Buck-Boost Converter"**, *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*, Santiago de Compostela (Spain), 28th to 30th March, 2012.

[26] AN-2124 **"Power Circuit Design For SolarMagic"**™ SM3320, Texas Instruments.

[27] Linares, Leonor, L. **"Design and Implementation of Module Integrated Converters for Series Connected Photovoltaic Strings"**, B.S., University of Illinois at Urbana-Champaign, 2007, A thesis submitted to the Faculty of the Graduate School of the University of Colorado in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science Department of Electrical, Computer, and Energy Engineering 2009.

[28] Kassakian, John G. Schlecht, Martin F. Verguese, George C – **"Principles of power electronics"**.

[29] HART, Daniel W. **"Power Electronics"**, McGrawHill.

[30] R. Erickson, D. Maksimovic, **"Fundamentals of Power Electronics,"** Kluwer Academic Publishers, Second Edition, 2000, Massachusetts, USA.

[31] VENABLE, H. D. **"The Factor K; A New Mathematical Tool For Stability and Synthesis"** *Proceedings of Powercon 10*.

- [32] AN 1521 - **“Practical Guide to Implementing Solar Panel MPPT Algorithms”**, 2013 - Microchip Technology Inc. Disponível em www.microchip.com
- [33] Guo, Liping – **“design and implementation of digital controllers for buck and boost converters using linear and nonlinear control methods”**, A Dissertation Submitted to the Graduate Faculty of Auburn University, Auburn, Alabama August 7, 2006.
- [34] Scheurer Amber, Ago, Ersuel, Hidalgo Juan Sebastian. Kobosko, Steven- **“Photovoltaic MPPT Charge Controller”**.
- [35] Datasheet SM72445 – **“Programmable Maximum Power Point Tracking Controller With Adjustable PWM Frequency”**. Disponível em www.ti.com
- [36] Datasheet SM72295 - **“Photovoltaic Full Bridge Driver”**. Disponível em www.ti.com
- [37] APPLICATION NOTE 101 - POWER SUPPLY LAYOUT – **“Layout considerations for Line-Power Supplies”**. Disponível em www.enocean.com
- [38] AIC-AN01-001 Stanley Chen -**“The analysis and layout of a Switching Mode Power Supply”**, March 2001.
- [39] IPC-A-610C PO – **“Aceitabilidade de Montagens Eletrônicas”**.
- [40] IPC-2221B **“Generic Standard on Printed Board Design”**.
- [41] AN-1149 **“Layout Guidelines for Switching Power Supplies”**.
- [42] AN 139 **“Power Supply Layout and EMI”**. Linear Technology, October 2012.

Apêndice A

Desenvolvimento do Protótipo

Com o objetivo de testar o sistema foi necessário efetuar a placa de circuito impresso (PCB), visto que muitos dos componentes necessários para o projeto se encontram apenas em tecnologia SMT (*Surface Mounted Technology*). De acordo com [35], fontes de alimentação, em especial fontes chaveadas são fontes de interferência eletromagnética conduzida ou irradiada, dependendo apenas da faixa de frequência de trabalho. Um projeto de PCB confiável exige cuidado na sua execução. Aplicação de técnicas adequadas para o desenvolvimento do layout impede falhas “inexplicáveis” no sistema. Para a confecção deste projeto foram utilizados “*guide lines*” e “*Application Notes*” de diversos fabricantes de componentes eletrônicos de potência. Diversas recomendações para placa de circuitos impressos de conversores c.c.-c.c. e fontes chaveadas foram seguidas. Para a montagem da placa foi utilizada como recomendação a IPC-610C. As Figuras A.1 a A.6 mostram as imagens do protótipo desenvolvido.

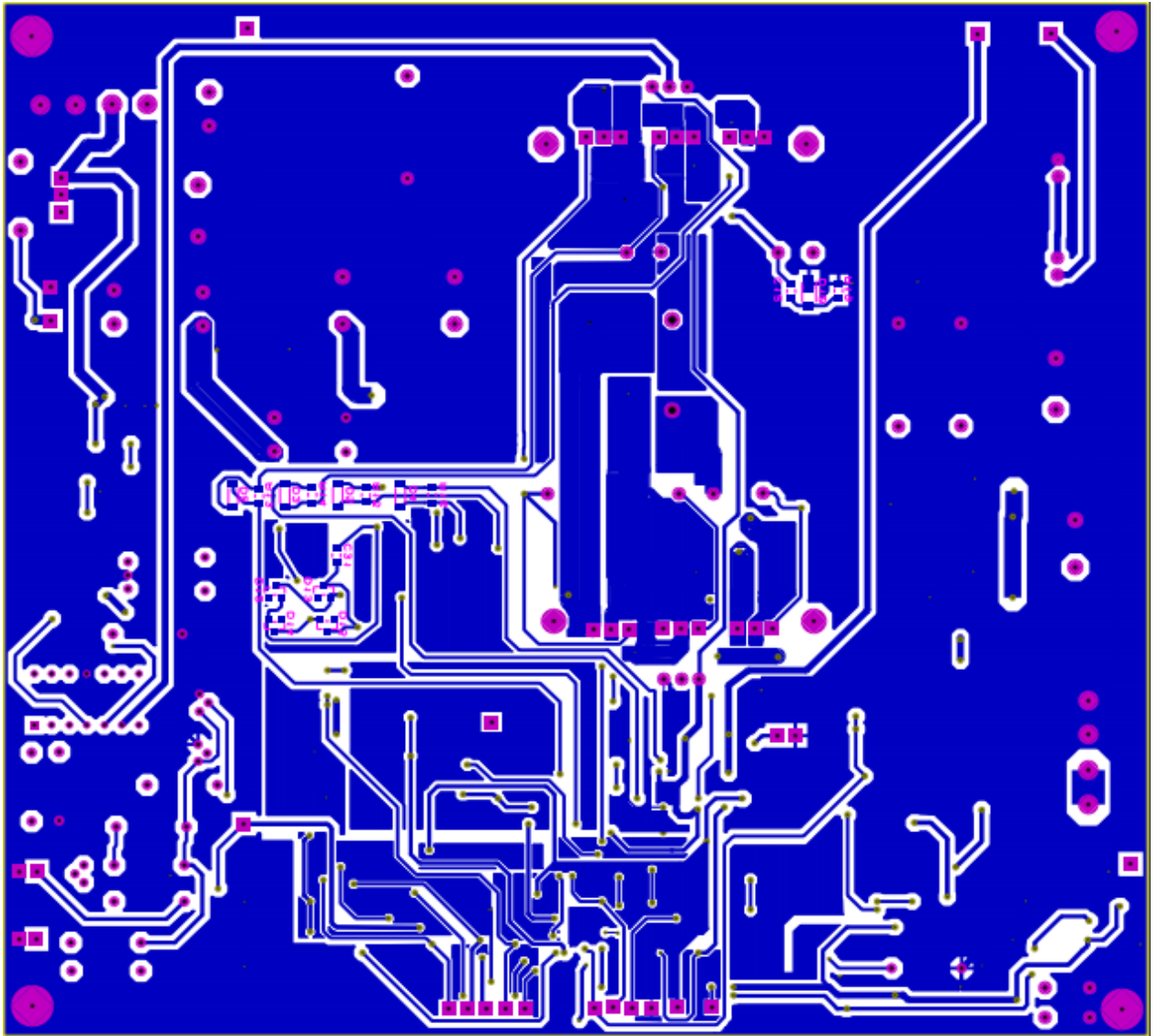


FIGURA A.2: Bottom Copper.

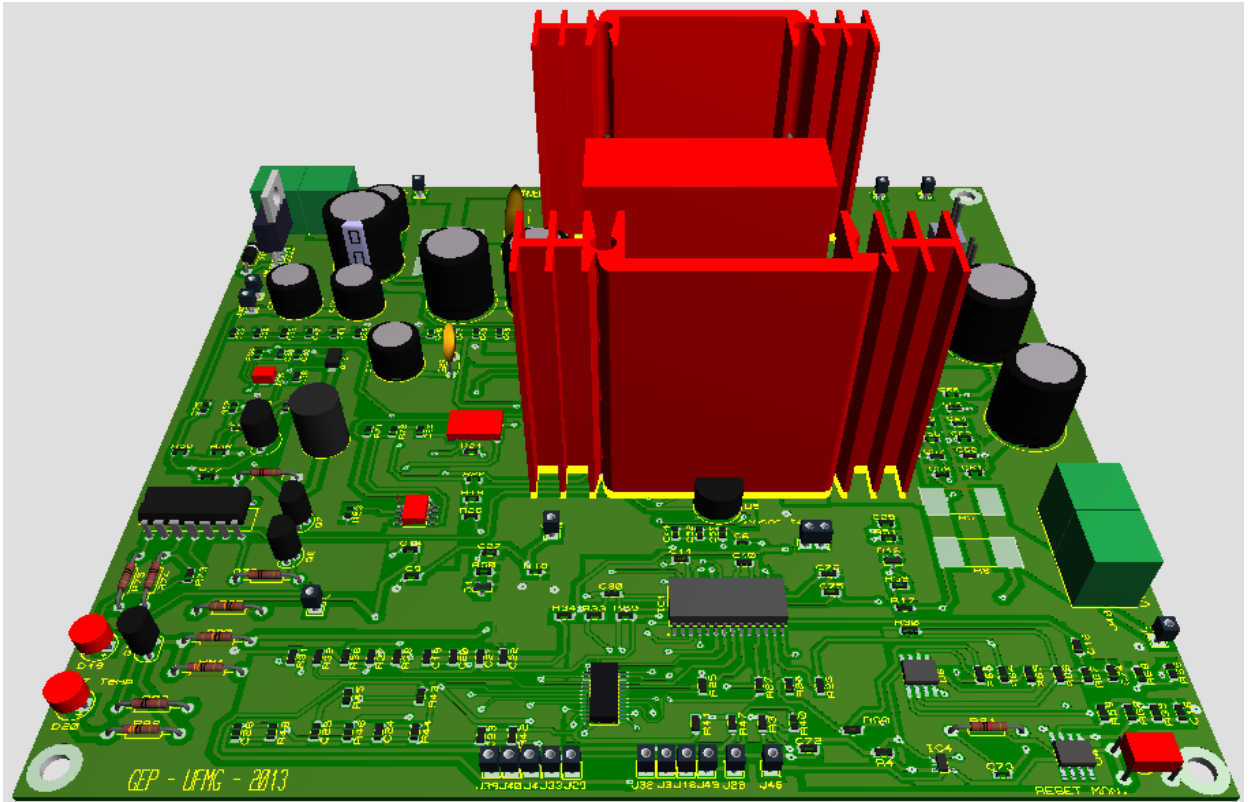


FIGURA A.3: Visualização 3D.

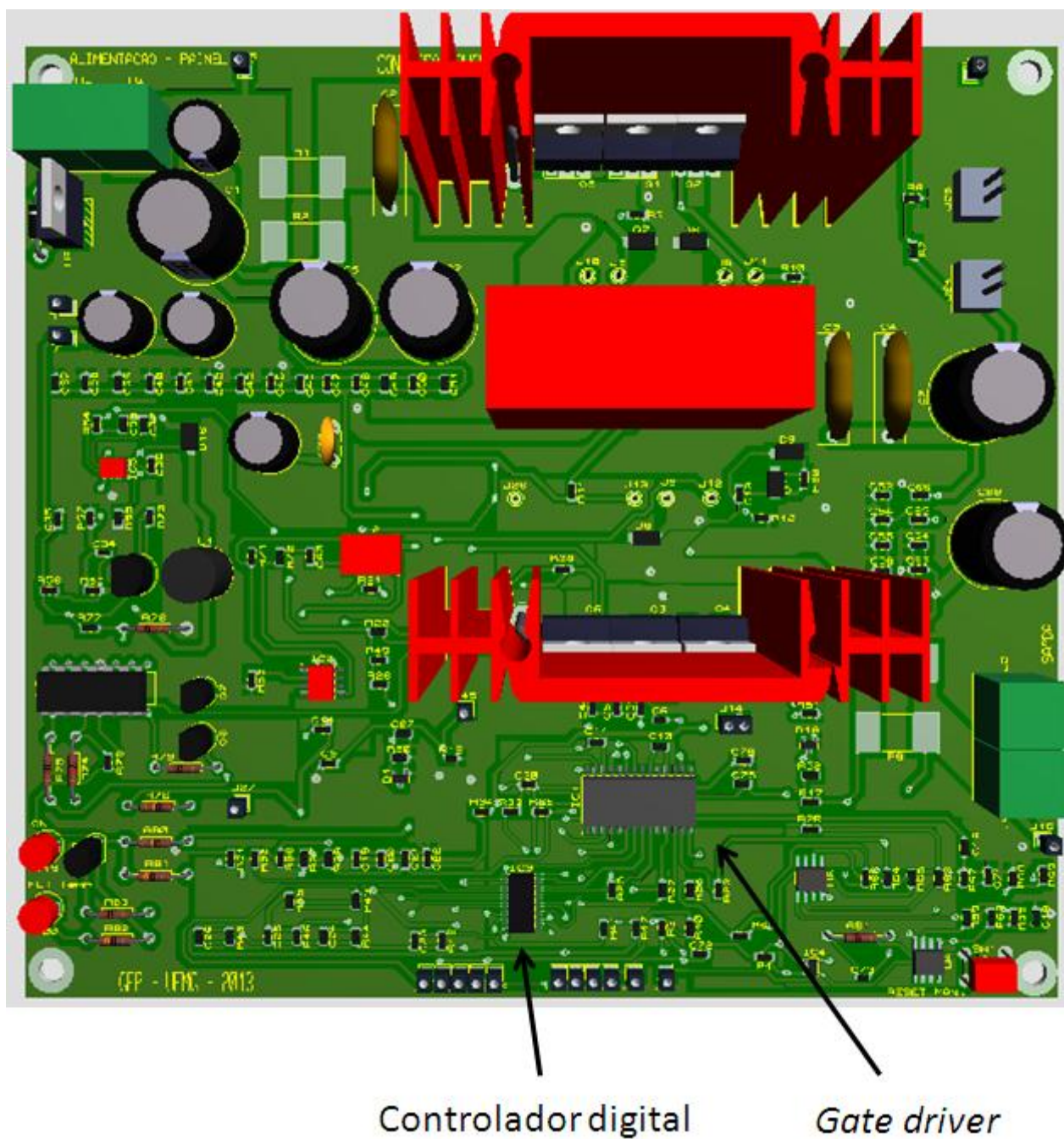


FIGURA A.4: Visualização da parte de cima com os componentes.

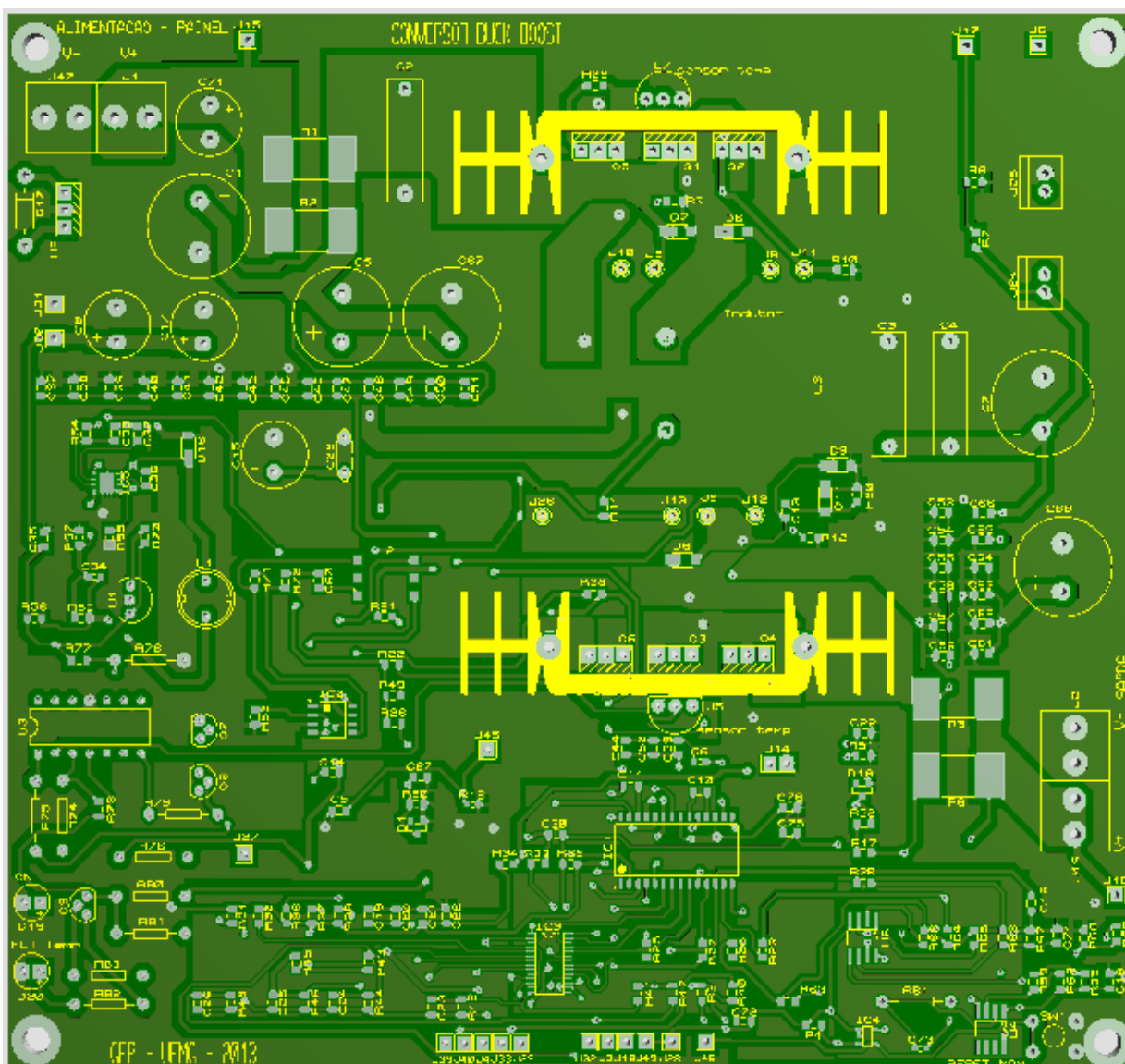


FIGURA A.5: Visualização da parte de cima sem os componentes.

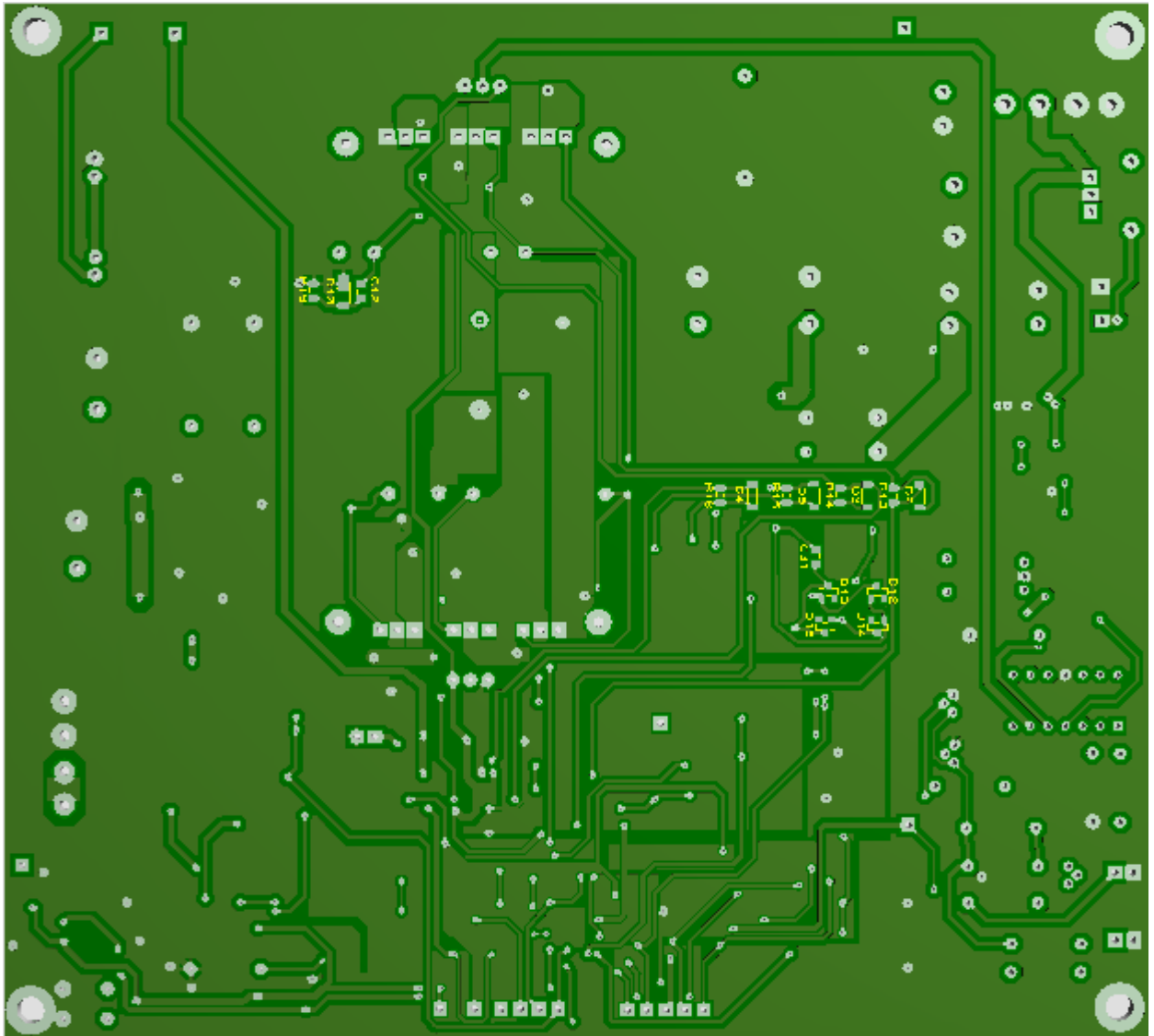


FIGURA A.6: Visualização da parte inferior sem os componentes.

Apêndice B

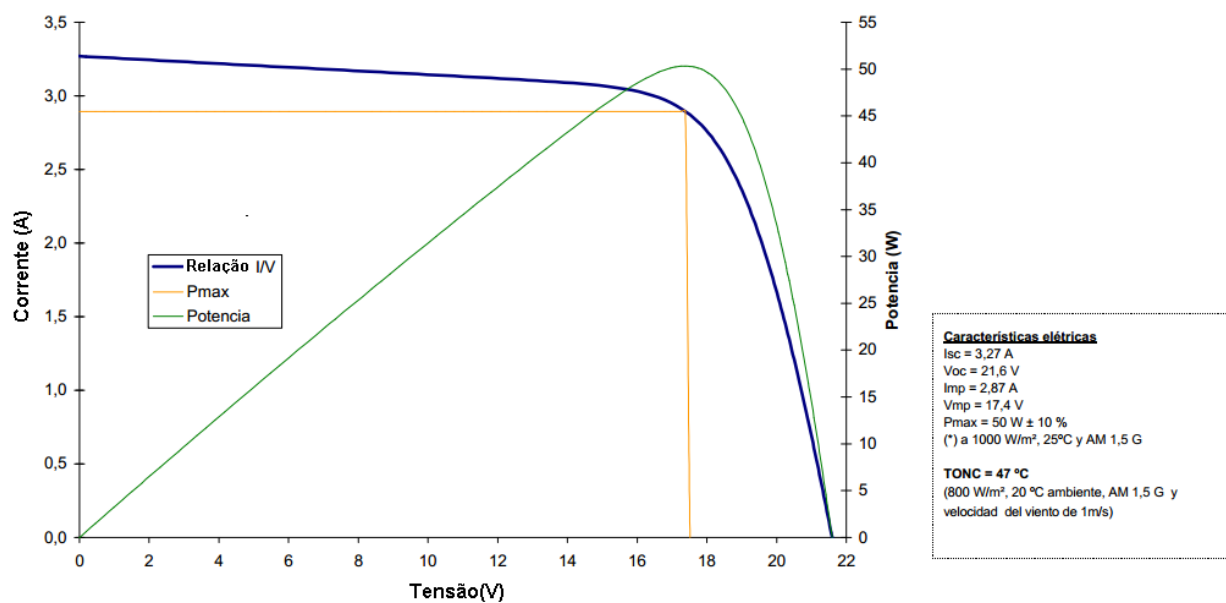


FIGURA B.1: Curva característica do Painel Fotovoltaico I50 da ISOFOTON.